

VŠB- Technická univerzita Ostrava

Univerzitní studijní programy

# Řízení pneumatického pohonu pomocí signálového procesoru

Control of Pneumatic Drive using the Signal Processor

Diplomant:

Bc. Martin Zmijka

Vedoucí diplomové práce:

Ing. Miroslav Mahdal, Ph.D

Datum odevzdání:

15. 5. 2013

Ostrava 2013

## Zadání diplomové práce

Student:

**Bc. Martin Zmijka**

Studijní program:

N3943 Mechatronika

Studijní obor:

3906T006 Mechatronické systémy

Téma:

Řízení pneumatického pohonu pomocí signálového procesoru  
Control of Pneumatic Drive Using the Signal Processor

Zásady pro vypracování:

1. Popište charakteristické vlastnosti a možnosti použití signálových procesorů řady F28xxx od TI a PIC32MX360F512L od Microchip.
2. Popište vlastnosti lineárního přímočarého pneumatického pohonu v laboratoři H310.
3. Navrhněte fyzické připojení signálového mikroprocesoru (vývojového kitu TMS320F28335) k lineárnímu přímočarému pohonu a proveďte identifikaci pohonu.
4. Navrhněte vhodné řízení pro lineární přímočarý pneumatický pohon s využitím softwarové podpory Matlab/Simulink.
5. Experimentálně ověřte navržený algoritmus řízení.
6. Zhodnoťte dosažené výsledky a možnosti jejich využití v technické praxi.

Seznam doporučené odborné literatury:

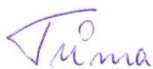
- HEROUT, P. 2004. Učebnice jazyka C. 4.vyd. České Budějovice: KOPP a.s., 2004. ISBN: 978-80-7232-383-8.
- KOPÁČEK, J. 1996. Pneumatické mechanismy. Díl 1. Pneumatické prvky a systémy. Skripta VŠB-TU Ostrava, 1996.
- KOPÁČEK, J. 2005. Pneumatické mechanismy. Díl 2. Řízení pneumatických systémů. 2005. Skripta VŠB-TU Ostrava, 2005.
- MANUÁL K PROCESORŮM ŘADY F28XXX. [online]. [cit. 2012-01-18] Dostupné ze WWW stránek <<http://www.ti.com/>>.
- MANUÁL K PROCESORU PIC32MX360F512L. [online]. [cit. 2012-01-20] Dostupné z WWW stránek <<http://www.microchip.com/>>.
- NOSKIEVIČ, P. 1999. Modelování a identifikace systémů. 1. vydání, Ostrava, MONTANEX a.s., 1999, ISBN 80-7225-030-2.

Formální náležitosti a rozsah diplomové práce stanoví pokyny pro vypracování zveřejněné na webových stránkách fakulty.

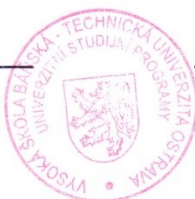
Vedoucí diplomové práce: **Ing. Miroslav Mahdal, Ph.D.**

Datum zadání: 16.11.2012

Datum odevzdání: 15.05.2013



prof. Ing. Jiří Tůma, CSc.  
vedoucí katedry



prof. Ing. Petr Noskievič, CSc.  
prorektor pro studium



evropský  
sociální  
fond v ČR



EVROPSKÁ UNIE



MINISTERSTVO ŠKOLSTVÍ,  
MLÁDEŽE A TĚLOVÝCHOVY



OP Vzdělávání  
pro konkurenceschopnost

## INVESTICE DO ROZVOJE VZDĚLÁVÁNÍ

### Poděkování

Tato práce byla vypracována s podporou projektu Příležitost pro mladé výzkumníky, reg. č. CZ.1.07/2.3.00/30.0016 podpořeného Operačním programem Vzdělávání pro konkurenceschopnost, financovaného ze strukturálních fondů EU a státního rozpočtu ČR.

Na tomto místě bych rád poděkoval panu Ing. Miroslavu Mahdalovi, Ph.D. za vedení diplomové práce a také za jeho podporu, trpělivost, rady, inspiraci a diskuze nejen při vypracování této diplomové práce. Dále bych chtěl poděkovat panu Vladimíru Starému za pomoc při realizaci praktické části diplomové práce.

Místopřísežné prohlášení studenta

Prohlašuji, že jsem celou diplomovou práci včetně příloh vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a uvedl jsem všechny použité podklady a literaturu.

V Ostravě:.....

.....

Podpis studenta

Prohlašuji, že

- byl jsem seznámen s tím, že na moji diplomovou (bakalářskou) práci se plně vztahuje zákon č. 121/2000 Sb. – autorský zákon, zejména §35 – užití díla v rámci občanských a náboženských obřadů, v rámci školních představení a užití díla školního a §60 – školní dílo.
- беру на вѣдомі, že Vysoká škola báňská – Technická univerzita Ostrava (dále jen VŠB-TUO) má právo nevýdělečně ke své vnitřní potřebě diplomovou (bakalářskou) práci užít (§35 odst. 3).
- souhlasím s tím, že jeden výtisk diplomové (bakalářské) práce bude uložen v Ústřední knihovně VŠB-TUO k prezenčnímu nahlédnutí a jeden výtisk bude uložen u vedoucího diplomové (bakalářské) práce. Souhlasím s tím, že údaje diplomové (bakalářské) práci budou zveřejněny v informačním systému VŠB-TUO.
- bylo sjednáno, že s VŠB-TUO, v případě zájmu z její strany, uzavřu licenční smlouvu s oprávněním užít dílo v rozsahu §12 odst. 4 autorského zákona.
- bylo sjednáno, že užít své dílo – diplomovou (bakalářskou) práci nebo poskytnou licenci k jejímu využití mohu jen se souhlasem VŠB-TUO, která je oprávněna v takovém případě ode mne požadovat přiměřený příspěvek na úhradu nákladů, které byly VŠB-TUO na vytvoření díla vynaloženy (až do jejich skutečné výše).
- беру на вѣдомі, že odevzdáním své bakalářské práce souhlasím se zveřejněním své práce podle zákona č. 111/1988 Sb., o vysokých školách a o změně a doplnění dalších zákonů (zákon o vysokých školách), ve znění pozdějších předpisů, bez ohledu na výsledek její obhajoby.

V Ostravě:.....

.....  
Podpis studenta

Adresa trvalého pobytu studenta:

Zahradní 841, Rychvald, 73532

## **ANOTACE DIPLOMOVÉ PRÁCE**

ZMIJKA, M. *Řízení pneumatického pohonu pomocí signálového procesoru: diplomová práce*. Ostrava: VŠB - Technická univerzita Ostrava, Katedra automatizační techniky a řízení, 2013. 81s. Vedoucí práce: Mahdal, M.

Úkolem diplomové práce je vyvinout regulátor polohy pístnice pneumatického pohonu s využitím signálového procesoru a programu Matlab&Simulink. Práce obsahuje celkem tři hlavní části. První část se zabývá hardwarovým propojením mezi použitým mikrokontrolérem a pneumatickým systémem. Následně v druhé části je provedena experimentální identifikace z důvodu získání přenosové funkce pneumatického systému. Závěrem v třetí části na základě získané přenosové funkce je navržena vhodná struktura řízení, s pomocí programu Matlab&Simulink naprogramována do mikrokontroléru a otestováno její výsledné chování.

Klíčová slova: pneumatický pohon, signálový procesor, polohové řízení, řízení s využitím mikrokontroléru

## **ANNOTATION OF MASTER THESIS**

ZMIJKA, M. *Control of Pneumatic Drive using the Signal Processor: Master Thesis*. Ostrava: VŠB – Technical University of Ostrava, Department of Control Systems and Instrumentation, 2013. 81p. Thesis head: Mahdal, M.

The goal of the master thesis is to develop the position controller for pneumatic drive using the signal processor and Matlab&Simulink. The thesis has three main parts. The first part is focused on the hardware connection between microcontroller and pneumatic system. The second task deals with the experimental identification of pneumatic drive in order to obtain the transfer function of pneumatic system. Finally with the help of transfer function and Matlab&Simulink software, the control algorithm is developed, programmed on the microcontroller and tested.

Key words: pneumatic drive, signal processor, position control, control using the microcontroller

## Obsah

<b>Seznam použitých zkratk</b> .....	9
<b>Seznam použitého značení</b> .....	10
<b>Úvod</b> .....	11
<b>1 Charakteristika signálových procesorů</b> .....	12
1.1 Charakteristika MCU řady F28xxx .....	12
1.1.1 Charakteristika MCU TMS320F28335 .....	12
1.1.2 Periferie MCU F28335 .....	13
1.1.3 DSP BIOS .....	14
1.2 Charakteristika MCU PIC32MX360F512L .....	15
1.2.1 Periferie MCU PIC32MX360F512L .....	16
1.3 Použití operačního systému pro PIC 32 .....	17
1.4 Použití MCU pro řízení v průmyslu a praxi .....	17
1.5 Použité systémy pro řízení pneumatických pohonů v praxi .....	17
1.5.1 Systém pro řízení os SPC200 .....	18
<b>2 Rozbor řízeného pneumatického obvodu</b> .....	19
2.1 Lineární pneumatický pohon .....	20
2.1.1 Charakteristické vlastnosti pneumatického pohonu .....	21
2.2 Proporcionální průtokový ventil .....	22
2.2.1 Charakteristické vlastnosti proporcionálního ventilu .....	23
2.3 Snímač polohy .....	24
2.4 Snímač tlaku .....	25
<b>3 Hardwarové propojení MCU s pneumatickým obvodem</b> .....	27
3.1 Návrh zesilovače referenčního signálu pro proporcionální ventil .....	29
3.2 Návrh oporového děliče pro snížení napěťové úrovně měřených signálů .....	30
3.3 Použité periferie MCU .....	33
3.3.1 A/D převodník .....	33
3.3.2 SPI .....	35
3.3.3 D/A převodník .....	36
<b>4 Syntéza regulačního obvodu</b> .....	39
4.1 Identifikace regulované soustavy .....	40
4.2 Návrh regulačního obvodu .....	43
4.3 Aproximace členu regulačního obvodu přenosovými funkcemi .....	44

4.3.1	Digitálně analogový převodník .....	44
4.3.2	Operační zesilovač.....	46
4.3.3	Snímač polohy .....	47
4.3.4	Odporový dělič .....	47
4.3.5	Analogově digitální převodník .....	47
4.3.6	Schéma regulačního obvodu s aproximovanými členy .....	48
4.4	Návrh regulátoru .....	49
4.4.1	Postup návrhu regulátoru.....	49
4.5	Verifikace chování navrženého regulátoru .....	54
4.6	Diskretizace přenosu navrženého regulátoru .....	55
4.7	Koncept stavového řízení.....	57
<b>5</b>	<b>Implementace regulačního algoritmu .....</b>	<b>62</b>
5.1	Popis funkce programu .....	64
5.2	Měření hodnot .....	65
5.3	Rozhraní pro ovládání .....	66
<b>6</b>	<b>Test chování navrženého řízení .....</b>	<b>68</b>
6.1	Referenční signál v podobě skokové změny .....	68
6.2	Referenční signál v podobě pomalu narůstající rampové funkce .....	72
6.3	Referenční signál v podobě rychle narůstající rampové funkce .....	74
6.4	Výsledný řešení a jeho možné použití v praxi .....	76
<b>7</b>	<b>Možnost implementace MCU jako embedded systém .....</b>	<b>77</b>
	<b>Závěr .....</b>	<b>78</b>
	<b>Seznam použité literatury .....</b>	<b>80</b>
	<b>Přílohy .....</b>	<b>82</b>



## **Seznam použitých zkratek**

A/D	analogově digitální převodník
CS	Chip Select
CAN	Controlled Area Network
D/A	digitálně analogový převodník
DMA	Direct Memory Access
DSP	digitální signálový procesor
FPU	Floating Point Unit
FIR	Finite Impulse Response
McBSP	Multichannel Buffered Serial Port
MCU	mikrokontrolér
MDU	Multiple Divide Unit
MOSI	Master out Slave in
PLC	Programmable Logic Controller
SCI	Serial Communication Interface
SPI	Serial Peripheral Interface
SPICLK	Serial Peripheral Interface Clock
SPISTE	Serial Peripheral Interface Slave Transmission-Enable
PWM	pulzně šířková modulace
RAM	Random Access Memory
UART	Universal Asynchronous Receiver Transmitter

## Seznam použitého značení

$A$	matice systému stavového modelu
$b$	vektor vstupů stavového modelu
$c^T$	výstupní matice stavového modelu
$e(t)$	regulační odchylka
$e_k$	hodnota regulační odchylky k aktuálnímu výpočetnímu kroku
$e_{k-1}$	hodnota regulační odchylky k předchozímu výpočetnímu kroku
$f$	korekční člen
$f_{hOZ}$	horní mezní frekvence operačního zesilovače [MHz]
$G_s(s)$	spojitá přenosová funkce regulované soustavy
$G_s(z)$	diskrétní přenosová funkce regulované soustavy
$G_{ADC}(s)$	spojitá přenosová funkce A/D převodníku
$G_{DAC}(s)$	spojitá přenosová funkce D/A převodníku
$G_{DEL}(s)$	spojitá přenosová funkce děliče
$G_{OZ}(s)$	spojitá přenosová funkce operačního zesilovače
$G_R(s)$	spojitá přenosová funkce regulátoru
$G_R(z)$	diskrétní přenosová funkce regulátoru
$INT_{DAC}$	digitální hodnota pro převod D/A převodníkem [-]
$K_{ADC}$	zesílení A/D převodníku [-]
$K_{DAC}$	zesílení D/A převodníku [-]
$K_{DEL}$	zesílení děliče [-]
$K_{OZ}$	zesílení operačního zesilovače [-]
$K_{POT}$	zesílení potenciometru [-]
$K_r$	zesílení regulátoru [-]
$l$	vektor korekce stavového pozorovatele
$Q_s$	matice říditelnosti
$Q_b$	matice pozorovatelnosti
$r^T$	vektor stavového regulátoru
$T$	výpočetní krok [s]
$T_I$	setrvačná časová konstanta [s]
$T_{clkSPI}$	perioda hodinové signálu SPI komunikace [s]
$T_D$	derivační časová konstanta [s]
$T_{DAC}$	setrvačná časová konstanta D/A převodníku [s]
$T_F$	filtrační časová konstanta [s]
$T_I$	integrační časová konstanta [s]
$T_{SPI}$	dopravní zpoždění SPI komunikace [s]
$T_{OZ}$	setrvačná časová konstanta operačního zesilovače [s]
$u(t)$	akční veličina [V]
$u_k$	hodnota akční veličiny k aktuálnímu výpočetnímu kroku
$u_{k-1}$	hodnota akční veličiny k předchozímu výpočetnímu kroku
$U_{OZ}$	napětí výstupu operačního zesilovače [V]
$U_{refDAC}$	referenční napětí D/A převodníku [V]
$w(t)$	žádaná hodnota
$x_k$	vektor stavových proměnných k aktuálnímu výpočetnímu kroku
$x_{k+1}$	vektor nových hodnot stavových proměnných pro následující výpočetní krok
$y(t)$	skutečná hodnota regulované veličiny
$y_k$	skutečná hodnota regulované veličiny k aktuálnímu výpočetnímu kroku

## Úvod

Pneumatický pohon představuje systém sloužící k transformaci tlakové energie na kinetickou či silovou. Přivedená tlaková energie ve formě stlačeného pracovního média (stlačený vzduch, vzdušina) je transformována na pohyb pístu pneumatického válce. V kombinaci s řízením polohy pístnice se vytváří systém, který je možné použít například jako součást výrobní linky. Velkou výhodou pneumatických systémů představuje její všudypřítomné pracovní médium, možnost použití v náročných podmínkách a nevýbušných prostředích průmyslu.

Hlavním cílem diplomové práce je navrhnout a realizovat poziční regulátor na bázi mikrokontroléru, schopný zajistit řízení pohonu na požadovanou polohu. Regulační algoritmus je realizován pro konkrétní pneumatický obvod umístěný v laboratoři H310.

Díky realizaci regulátoru s využitím mikrokontroléru se odkrývá možnost řídicí systém vytvořit jako tzv. vestavěný, neboli známěji jako „*Embedded System*“, který může být součástí proporcionálního ventilu pro řízení průtoku stlačeného pracovního média. Koncept návrhu regulátoru jako součást řídicího ventilu je rovněž jedním z bodů diplomové práce.

První část diplomové práce se zabývá analýzou možných mikrokontrolérů dostupných pro realizaci řídicího algoritmu a popisem pneumatického obvodu, který se následně v dalších částech podrobněji rozebírá z hlediska polohového řízení.

V hlavní části práce je proveden návrh potřebné elektroniky a hardwaru tak, aby bylo možné pneumatický obvod propojit s řídicím mikrokontrolérem. Navržené schéma zapojení bylo otestováno, vyrobena deska plošného spoje a vše nakonec propojeno s vývojovým kitem mikrokontroléru. Následně po realizaci potřebného hardwaru je provedena experimentální identifikace pneumatického pohonu z důvodu získání přenosové funkce systémů. S pomocí identifikované přenosové funkce a hlubší analýzy dalších členů regulační smyčky je navržen vhodný regulátor tak, aby průběh řízení byl co nejoptimálnější.

Závěr práce se zabývá provedenými testy výsledného chování navržené struktury řízení. Celkem se jedná o dva typy testu. Při prvním se používá jako referenční signál skoková změna polohy, druhý pak využívá referenční signál v podobě rampové funkce. Testy jsou rovněž provedeny jak pro navrženou, tak i další běžně používané struktury konvenčních regulátorů.

# 1 Charakteristika signálových procesorů

Digitální signálové procesory můžeme dnes nalézt implementovány v nespočetném množství aplikací, s nimiž se setkáváme v každodenním životě i průmyslovém prostředí. Obecně je možné říci, že jsou použity všude tam, kde vyžadujeme vyšší výpočetní výkon. Příkladem mohou být aplikace zabývající se zpracováním obrazu nebo signálů.

Signálové procesory použité v rámci této práce nejsou signálovými procesory v pravém slova smyslu. Ve skutečnosti se jedná o real-time mikrokontroléry založené na architektuře digitálních signálových procesorů (dále jen DSP). Jejich odlišnosti od DSP jsou především v typech implementovaných periférií na čipu mikrokontroléru (dále jen MCU). Jak bude později uvedeno, použité MCU jsou vybaveny např. moduly enkodérů pro měření rychlosti otáčení motoru, které u klasických DSP pravděpodobně nenajdeme. Podobně jejich hodinová frekvence je o poznání nižší než u DSP a rovněž obsahují pouze jedno výpočetní jádro. Podobnost se signálovými procesory se nalézá, jak již bylo zmíněno, v architektuře MCU a některých speciálních hardwarových podpůrných jednotkách pro urychlení výpočetních operací a běhu programu.

## 1.1 Charakteristika MCU řady F28xxx

MCU TMS320F28xxx patří do velké rodiny procesorů TMS320C2000, která ukrývá členy s 32-bitovou, 16-bitovou a ARM architekturou. Rodina C2000 byla převážně navržena pro řídicí aplikace v mnoha oblastech průmyslu vyžadující výpočetní operace a zpracovávání dat v reálném čase. Jejich relativně vysoká hodinová frekvence (40-300MHz) poskytuje výpočetní výkon pro zvládnutí i těch nejnáročnějších úkolů. Důkazem velice dobré výpočetní rychlosti může být např. použití v oblasti řízení elektrických pohonů, nebo aplikace v asistenčních systémech automobilu. Jelikož pro realizaci pozdějšího algoritmu je dostupný pouze MCU TMS320F28335, bude se další analýza specializovat na něj.

### 1.1.1 Charakteristika MCU TMS320F28335

MCU TMS320F28335 je jeden z mála členů rodiny C2000, který dokáže zpracovávat výpočetní operace v plovoucí řádové čárce tzv. „*floating point*“. Pro jejich efektivní zpracování je však zapotřebí většího výpočetního výkonu a hardwarová podpůrná jednotka tzv. „*floating point unit*“ (dále jen FPU), která plní funkci pomocného koprocesoru a rovněž provádí základní aritmetické výpočetní operace s čísly v plovoucí řádové čárce. Použitý formát datových typů plovoucí řádové čárky je proveden dle standardu „**IEEE 754**“

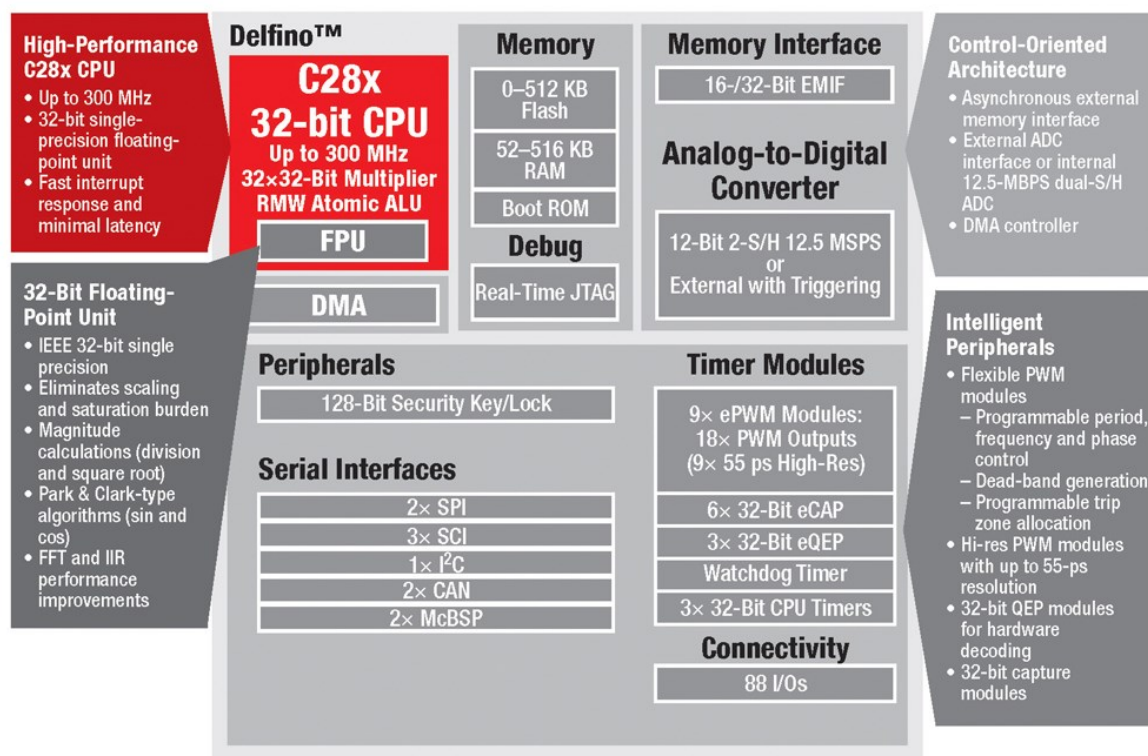
***single precision***” známého v programovacím jazyce C jako datový typ „*float*“ nebo také v některých dalších jako datový typ „*single*“.

Jinou specifickou odlišností MCU F28335 od ostatních členů z rodiny je implementovaný DMA řadič. S jeho pomocí je procesor schopen provádět ukládání dat z několika vybraných periférií přímo do paměti MCU bez jediného zásahu výpočetního jádra. Zmíněná výhoda může být velice nápomocná při periodickém měření hodnot, kdy její zápis na určené místo v paměti provádí DMA řadič a jádro MCU se zabývá pouze hlavním programem [TEXAS INSTRUMENTS 2007].

### 1.1.2 Periferie MCU F28335

TMS320F28335 disponuje několika periferiemi, jejichž typy a vnitřní struktura jsou optimalizovány pro aplikace, v nichž je procesor převážně nasazován. Jak je možné vyčíst z obr. 1.1 MCU má k dispozici různá komunikační sériová rozhraní, jako jsou SPI, SCI, I2C, CAN a McBSP. Další jeho část tvoří paměťový prostor, složený ze tří typů pamětí:

- **BOOT ROM** – Zde je implementován tzv. „*boot code*“, který po resetu MCU provede jeho oživení a nastavení programového čítače do paměti, kde je uložen samotný program.
- **Flash** – Energeticky nezávislá paměť pro uložení kódu. Po resetu MCU je za předpokladu dodržení určitého nastavení vykonáván kód programu uložený v této paměti.
- **RAM** - Energeticky závislá paměť, která slouží MCU za běhu programu k ukládání dynamických proměnných a dalších potřebných dat.



Obr. 1.1 Přehled periferií MCU řady F28335 [TEXAS INSTRUMENTS]

V neposlední řadě samotný čip disponuje periferiemi 12-bitového A/D převodníku, moduly PWM modulace, časovačů a enkodérů. Veškeré zmíněné periferie jsou optimalizovány pro nasazení v průmyslových aplikacích, jako jsou:

- řízení elektrických pohonů,
- zdroje obnovitelných energií,
- asistenční systémy v automobilu,
- DC/DC nebo lineární led předřadníky a mnoho dalších.

### 1.1.3 DSP BIOS

DSP BIOS nyní také nazývaný SYS BIOS je real-time operační systém vyvinut firmou Texas Instruments. Vyznačuje se kompatibilitou s procesory rodiny C2000. S jeho pomocí je možno snadno vyvíjet multiprocessorové nebo více vláknové aplikace. Operační systém se snaží oddělit hardwarovou vrstvu od softwarové tak, aby se programátor nemusel zabývat vnitřní strukturou registrů a periferií. Ve výsledku se programátor zabývá pouze logikou samotného programu a obsluhu hardwaru zajišťuje operační systém.

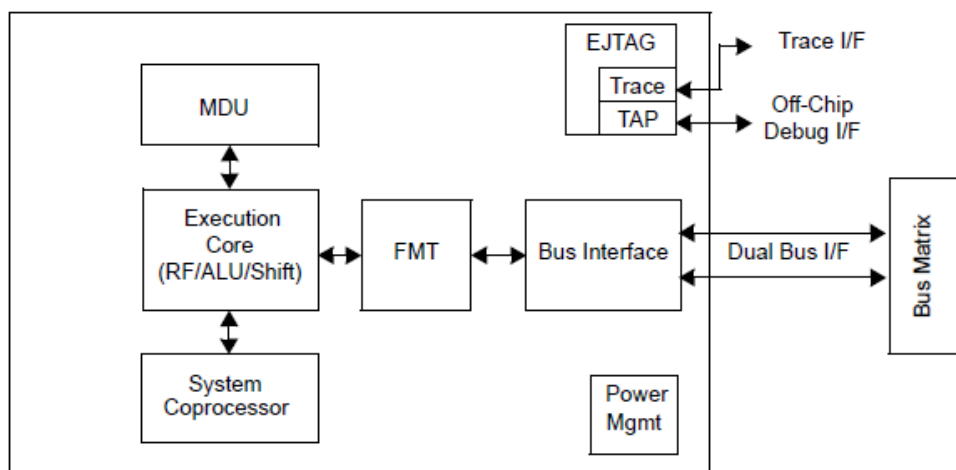
Jak již bylo zmíněno, jedním z hlavních důvodů použití operačního systému, je možnost vytvoření více vláknových aplikací pro daný procesor, což v podstatě znamená, že

jeden čip může vykonávat několik úloh v různých časových okamžicích. Další výhodou tvoří možnost programování sofistikovaných multiprocesorových aplikací, které vyžadují spoustu rutinních komunikací a synchronizací zajišťovaných právě pomocí operačního systému. V neposlední řadě využívá operační systém tzv. preemptivní plánování při běhu jednotlivých vláken, což znamená nejen jejich vykonávání v určitých časových cyklech, ale rovněž podle přiřazených priorit. Možnost využití operačního systému pro vývoj aplikací může výrazně urychlit průběh vývoje a spolehlivost výsledného produktu [TEXAS INSTRUMENTS].

## 1.2 Charakteristika MCU PIC32MX360F512L

Na rozdíl od F28335 MCU z rodiny PIC32 nemají hardwarově implementovanou FPU a dokáží tak čísla v plovoucí řádové čárce zpracovávat pouze s pomocí softwarových řešení. Nemožnost efektivně zpracovávat čísla v plovoucí řádové čárce ale neznamená, že procesor neumí efektivně pracovat s desetinnými čísly vůbec. Pro MCU existuje tzv. „fixed point“ aritmetika, tedy výpočetní operace v pevné řádové čárce.

Výhodnou a unikátností rodiny MCU PIC32 je jejich jádro nazvané *MIPS M4K*. Jádro obsahuje několik hardwarových podpůrných jednotek pro urychlení výpočetních operací a rovněž zabezpečení běhu programu. Struktura jádra je vyobrazena na obr. 1.2.



Obr. 1.2 Blokové schéma jádra MCU rodiny PIC32 MIPS M4K [MICROCHIP 2011]

Jak ukazují výše uvedený obrázek, jádro obsahuje několik doplňujících hardwarových jednotek:

- MDU – neboli *Multiply/Divide Unit* provádí výpočetní operace násobení a dělení. Pro jejich výpočet nepoužívá aritmeticko-logickou jednotku, ale hardwarovou násobičku. Bez MDU by jednoduché násobení muselo být provedeno pomocí několika po sobě jdoucích součtů (jejich počet závisí na násobiteli), což zabere několik hodinových cyklů. S implementovanou MDU ovšem výpočetní operace násobení zabere pouze jeden hodinový cyklus.
- System Coprocessor – zajišťuje hlídání běhu programu a je schopen rozeznat určité havarijní stavy systému. V jeho registrech jsou k nalezení některé užitečné hodnoty, jako například informace o nastavení debuggeru atd.
- FMT – neboli *Fixed Mapping Translation* provádí překlad virtuálních adres používaných jádrem do fyzických adres RAM paměti, kde jsou uloženy data.
- Power Management – je zodpovědný za přechody MCU z aktivního do úsporného režimu a naopak [MICROCHIP 2011].

### 1.2.1 Periferie MCU PIC32MX360F512L

PIC32MX360F512L disponuje na čipu několika druhy a typy implementovaných periférií. Jako dnes většina MCU je PIC32MX360F512L vybaven standardními sériovými komunikačními rozhraními SPI, I2C a UART. Za další dnes již standardní periferie je možno považovat 10-bitový A/D převodník a několik modulů PWM modulace. Unikátními odlišnými perifériemi od MCU F28355 firmy Texas Instruments jsou:

- RTCC – *Real Time Clock&Calendar* poskytuje možnost využívat periférii pro výpočty denního času bez jakékoliv účasti jádra MCU. RTCC poskytuje údaje jako je aktuální čas, či aktuální datum, měsíc a rok. Výhodná dovednost RTCC, která stojí za zmínku, je spouštění určitých událostí v závislosti na denním čase.
- Komparátorové vstupy – možnost porovnávání dvou vstupních napětí, lze využít například pro hlídání kritické hodnoty napětí, kdy jako referenční hodnota je na jeden vstup komparátoru přivedeno kritické napětí a na druhý pak aktuální. V případě, že napětí stoupne nad kritickou mez, je okamžitě rozpoznáno a systém má možnost vykonat příslušná opatření.
- Podpora USB komunikace – Podstatný rozdíl oproti MCU F28335 je podpora USB komunikace bez dalších doplňujících obvodů. Podporovány jsou dnes běžně používané formáty *USB full speed* a *USB low speed* [MICROCHIP 2011].



### 1.3 Použití operačního systému pro PIC 32

Rovněž pro rodinu procesorů PIC32 se naskytuje možnost pro sofistikovanější aplikace použít několik operačních systémů. Jedním, který byl vyvinut a optimalizován přímo pro rodinu PIC 32 je operační systém jménem AVIX. Tak jako každý real-time operační systém i AVIX využívá preemptivního plánování, umožňuje programátorovi jednodušeji tvořit více vláknové aplikace, odděluje HW od SW a nabízí možnost zaměřit se pouze na tvorbu samotného programového kódu. AVIX není jediným RTOS, který je možno použít pro rodinu PIC32. Dalšími představiteli mohou být například CMX-RTX, freeRTOS, nebo i někteří další. Více informací o možnosti využití RTOS pro rodinu procesorů PIC32 je možno nalézt v [MICROCHIP].

### 1.4 Použití MCU pro řízení v průmyslu a praxi

MCU v praxi jsou v drtivé většině případů součástí vestavěných systémů řízení tzv. „*embedded systémů*“. V posledních letech počet vestavěných systémů zaznamenal obrovský nárůst. Jelikož se jedná o vestavěné řídicí systémy, jsou, jak jejich název již napovídá, vestavěny do cílového zařízení. Jinými slovy šité na míru danému zařízení po softwarové i hardwarové stránce.

Na druhou stranu velkým konkurentem vestavěných řídicích systémů v oblasti průmyslové automatizace jsou PLC automaty. Jejich použití je jednodušší, mají příslušné certifikace pro průmyslové prostředí, modulární strukturu, což znamená možnost konfigurace pro velký sortiment aplikací. Zatímco u vestavěných řídicích systémů musíme vždy vyvinout jak příslušný hardware, tak software, u PLC stačí ve většině případů pouze vývoj software. Ve výsledku to může znamenat rychlejší vývoj daného produktu. Důležitým faktorem při volbě zda vyvíjené zařízení bude řídit vestavěný systém nebo PLC, je počet vyrobených kusů a velikost. Vestavěný systém použijeme většinou tam, kde se bude vyrábět velký počet kusů koncového produktu. Za typické oblasti použití MCU v praxi je možné označit řídicí jednotky v automobilech, letadlech nebo například frekvenční měnič pro napájení asynchronního motoru.

### 1.5 Použité systémy pro řízení pneumatických pohonů v praxi

V praxi je možné řízení pneumatické pohony realizovat pomocí modulárního řídicího systému SPC200 od firmy Festo, která je rovněž výrobcem pneumatického válce a ventilu. Tudíž je zaručena vysoká kompatibilita.

### 1.5.1 Systém pro řízení os SPC200

SPC200 na obr. 1.3 je modulárním řídicím systémem s možností využití pro pneumatické a elektrické pohony. Jeho silnou stránkou je naprostá kompatibilita s použitými pneumatickými pohony a možnost řízení až 4 různých pohonů najednou, nebo vytvoření polohovacího systému s více osami či stupni volnosti.

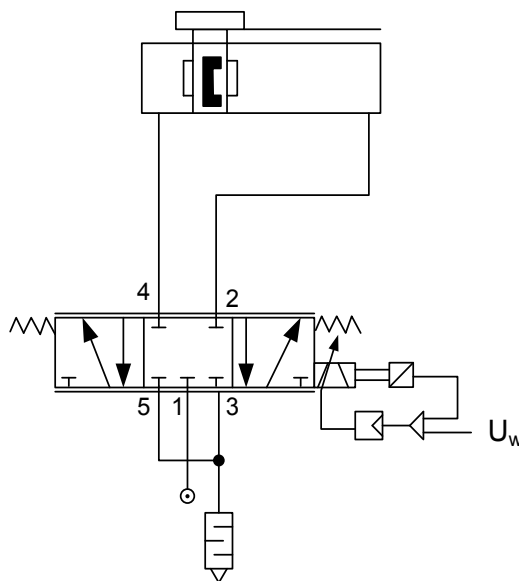
Polohovací systém je připojen kabelem přes interface osy s odměřovacím systémem a proporcionálním ventilem k samotnému pneumatickému pohonu. Regulační výpočty a akční zásahy generuje SPC200, kdežto realizaci fyzické vrstvy, tedy generování referenčního napětí pro ventil, provádí interface osy. Jeho výhodou při použití v průmyslovém prostředí jsou implementované komunikační rozhraní Profibus, DeviceNet a Interbus [Majerik 2010].



Obr. 1.3 Poziční kontrolér pneumatického pohonu SPC200 [Majerik 2010]

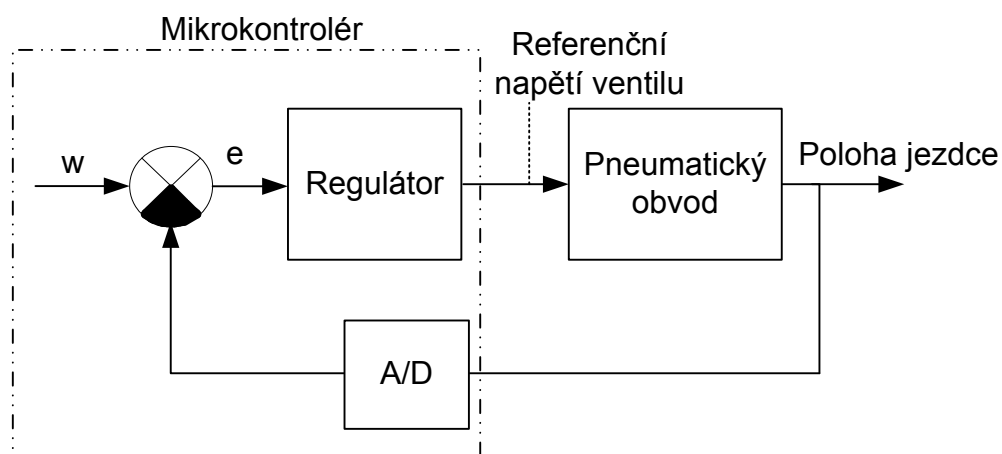
## 2 Rozbor řízeného pneumatického obvodu

Analyzovaný pneumatický obvod je složen z několika komponent, jak je možno vidět ze schématu jeho zapojení na obr. 2.1. Klíčovými prvky z pohledu regulace jsou proporcionální ventil představující v regulačním obvodu akční člen, snímač polohy pneumatického válce, jako zpětnovazební informace o skutečné poloze pístnice a samotný pneumatický pohon, jako řízená soustava. Za další doplňující prvky obvodu je možné považovat kompresor, který představuje zdroj tlaku a tlumič zapojený na výstupu proporcionálního ventilu do odpadu, který slouží pro tlumení hluku na odvodu vzduchu do ovzduší.



Obr. 2.1 Schéma zapojení pneumatického obvodu

Regulace polohy jezdce pneumatického pohonu je prováděna pomocí řízení polohy šoupátka proporcionálního ventilu. Přestavení šoupátka do určité polohy způsobí přívod stlačeného vzduchu do jedné ze dvou komor pneumatického válce, což vyvede pohyb pohonu v požadovaném směru. Regulaci polohy šoupátka proporcionálního ventilu zajišťuje již interní elektronika ventilu, tudíž mu stačí pouze zadat hodnotu napěťové reference pro dosažení požadovaného otevření. Pro regulaci polohy jezdce musí být na ventil připojena navíc regulační smyčka, jejímž úkolem je generovat hodnotu referenčního napětí pro otevření ventilu viz obr. 2.2.



Obr. 2.2 Nadřazená regulační smyčka s MCU

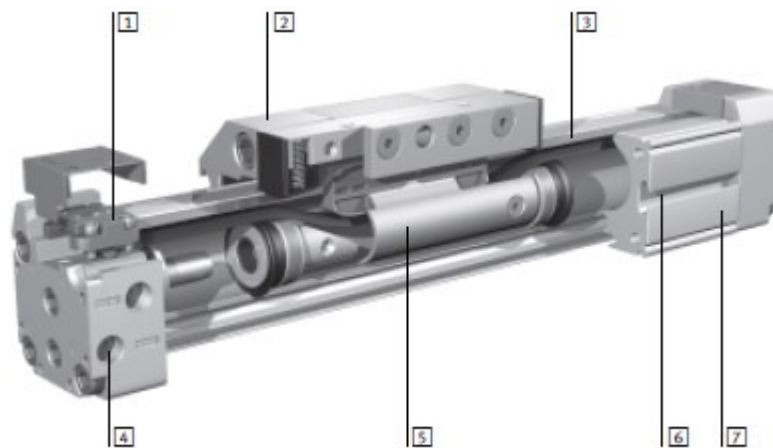
## 2.1 Lineární pneumatický pohon

Použitý lineární pneumatický pohon je dodáván firmou Festo pod typovým označením: **FESTO DGPL-25-1000-PPV-A-B-KF-GK-SH**.

Tab. 2.1 Rozbor značení pneumatického pohonu [FESTO 2006 a]

DGPL	Lineární pneumatický pohon se saněmi
25	Průměr pístu (mm)
1000	Zdvih (mm)
PPV	Nastavitelné tlumení v koncových polohách
A	Snímání polohy magnetem
B	Výrobní řada B
KF	Vedení v kuličkových oběžných pouzdrech
GK	Standartní saně
SH	Saně vzadu

Jedná se o bezpístnicový pneumatický pohon se saněmi, které slouží pro přepravu zátěže. Složení použitého pneumatického válce je vyobrazeno na obr. 2.3.



Obr. 2.3 Rozbor částí pneumatického válce [FESTO 2006 a]

Tab. 2.2 Popis jednotlivých částí pohonu [FESTO 2006 a]

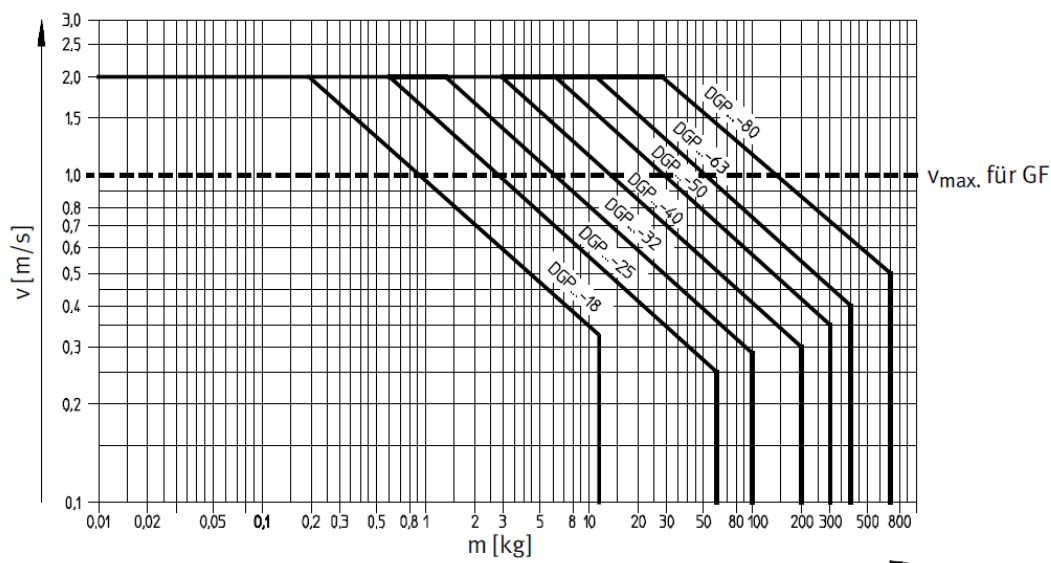
Popis jednotlivých částí lineárního pohonu	
1	Nastavitelné tlumení v koncových polohách
2	Saně pevně spojené s unášečem
3	Krycí pás chrání motor před znečištěním
4	Zdířky pro přívod stačeného vzduchu
5	Píst
6	Upevňovací drážka/ drážka pro čidla
7	Stabilizační profil

### 2.1.1 Charakteristické vlastnosti pneumatického pohonu

V následující tabulce jsou uvedeny některé vybrané charakteristické parametry pneumatického pohonu, které jsou důležité z hlediska jeho provozních zatížení a dynamiky. Podrobný popis veškerých vlastností a konstrukčních parametrů použitého pneumatického pohonu je možné nalézt v [FESTO 2006 a]. Na obr. 2.4 je uvedena závislost maximální rychlosti posuvného pohybu na hmotnosti zatížení saní. Zmíněná charakteristika vypovídá o doporučené kinematice pohonu.

Tab. 2.3 Vybrané charakteristické parametry pneumatického válce [FESTO 2006 a]

Zdvih	1000 mm
Průměr Pístu	φ 25 mm
Pracovní tlak	2-8 bar
Teoretická síla při tlaku 6 bar	295 N
Váha	6,67 kg
Váha pohyblivých hmot	0,43 kg
Délka tlumení	18 mm



Obr. 2.4 Závislost max. rychlosti posuvu na zatížení (použitý pohon DGPL 25)  
[FESTO 2006 a]

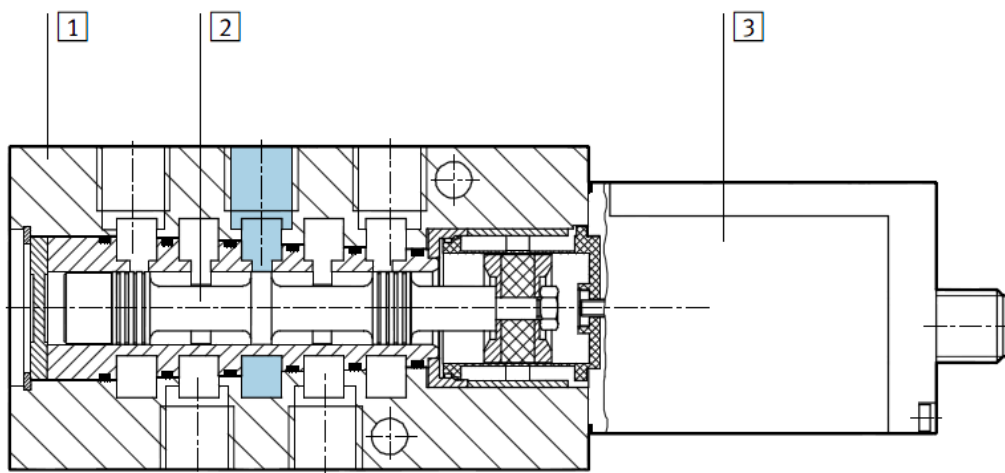
## 2.2 Proporcionální průtokový ventil

Proporcionální ventil je z pohledu regulace jeden z nejdůležitějších prvků celého obvodu. Plní funkci akčního členu pro řízení pneumatického válce. Na jeho dynamických vlastnostech závisí dynamika celého regulačního obvodu. Použitý ventil je od stejné firmy jako pneumatický válec tedy Festo a dodává se pod typovým označením: **FESTO MPYE-5-1/8HF-010-B**.

Tab. 2.4 Rozbor značení proporcionálního ventilu [FESTO 2006 b]

<b>MPYE</b>	Proporcionální průtokový ventil
<b>5</b>	5/3 proporcionální ventil (klidová poloha)
<b>1/8 HF</b>	Typ pneumatického napojení
<b>010</b>	Analogový řídicí signál
<b>B</b>	Výrobní řada B

Funkční řez použitého ventilu je vyobrazen na obr. 2.5. a rovněž popis jeho jednotlivých částí pak v tab. 2.5.



Obr. 2.5 Funkční řez proporcionálního ventilu [FESTO 2006 b]

Tab. 2.5 Popis jednotlivých částí ventilu [FESTO 2006 b]

1	Těleso
2	Šoupátko
3	Těleso pro elektroniku

### 2.2.1 Charakteristické vlastnosti proporcionálního ventilu

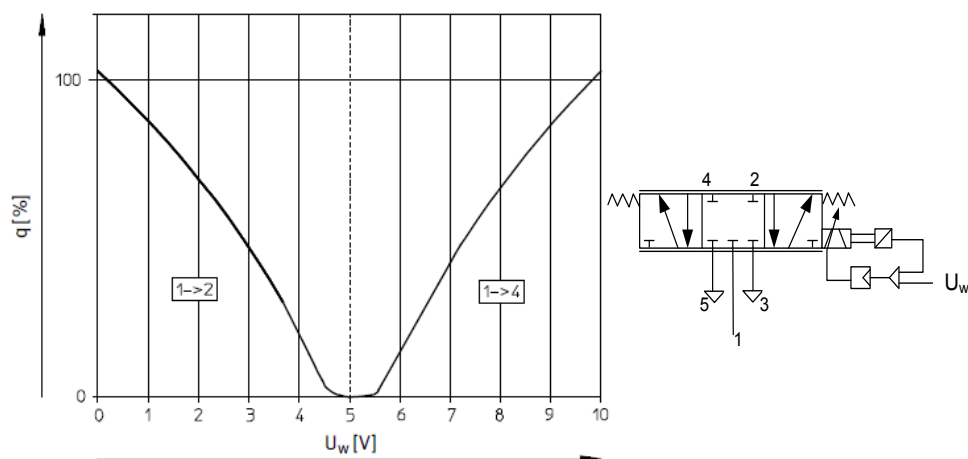
V tab. 2.6 jsou uvedeny některé důležité charakteristické vlastnosti ventilu. Zvláštní pozornost při volbě ventilu, z hlediska jeho dynamiky a začlenění do regulačního obvodu, je potřeba věnovat parametru **Kritická frekvence**. Tento parametr určuje dynamiku použitého proporcionálního ventilu a odpovídá horní mezní frekvenci jeho frekvenční charakteristiky.

Tab. 2.6 Charakteristické a provozní vlastnosti proporcionálního ventilu [FESTO 2006 b]

Obecné technické parametry	
Průtok	100 ... 2000 l/min
Tlak	0 ... 10 bar
Jmenovitá světlost	6 mm
Jmenovitý průtok	700 l/min
Parametry elektronické části	
Napájecí napětí	17... 30 V DC
Řídicí napětí	0... 10 V
Napětí odpovídající střední poloze	5 V DC ( $\pm 0,1$ )
Proudový odběr:	
šoupátko ve střední poloze	100 mA
šoupátko plně otevřeno	1100 mA

Charakteristické veličiny	
Maximální hystereze	0,4 %
Kritická frekvence	100 Hz
Provozní podmínky	
Provozní teplota okolí	0... 50 °C
Provozní teplota pracovního média	5... 40 °C

Na obr. 2.6 je zobrazena charakteristická závislost řídicího napětí na poměrném otevření ventilu. Z vyobrazené charakteristiky se ukazuje určité pozitivní krytí šoupátka, které znázorňuje zploštění funkční závislosti otevření v oblasti střední polohy šoupátka. Zmíněné krytí šoupátka vnáší do regulačního obvodu určitou nelinearitu a může negativně ovlivňovat průběh regulace. Vzhledem k ustálenému stavu pneumatického obvodu má naopak vliv opačný tedy pozitivní.



Obr. 2.6 Závislost řídicího napětí ventilu na jeho poměrném otevření [FESTO 2006 b]

### 2.3 Snímač polohy

Poloha saní pneumatického pohonu se snímá pomocí odporového snímače polohy **FESTO MLO- POT- 1250- TLF** viz obr. 2.7. Snímač tvoří potenciometr, jehož jezdec je spojen se saněmi pneumatického pohonu. Výstupní veličinou snímače je analogové napětí v rozsahu 0 - 100% napájecího napětí potenciometru. Charakteristické vlastnosti snímače jsou k nahlédnutí v tab. 2.7.





Obr. 2.7 Odporový snímač polohy [FESTO 2006 c]

Tab. 2.7 Charakteristické vlastnosti snímače polohy [FESTO 2006 c]

Obecná technická data	
Měřicí princip	Analogový potenciometr
Rozlišení	0,01 mm
Maximální rychlost pohybu	10 m/s
Maximální zrychlení pohybu	200 m/s <sup>2</sup>
Elektrické parametry	
Napájecí napětí	10 V <sub>DC</sub>
Max. proudová spotřeba	4 mA
Doporučená hodnota proudu při	< 1 μA
Maximální krátkodobý proud při	10 mA
Jmenovitá hodnota odporu	10 k Ω
Tolerance jmenovitého odporu	± 20 %
Provozní podmínky	
Rozsah provozních teplot	-30... 100 °C

## 2.4 Snímač tlaku

V pneumatickém obvodu jsou rovněž zakomponovány snímače pro měření tlaků. Možné je měřit tlak v obou pracovních komorách pneumatického válce a vstupní systémový tlak ventilu, který je přiváděn kompresorem do obvodu. Jako snímače tlaku byly použity senzory **DMP 331** od firmy BD Sensors. Podrobné informace o použitých snímačích jsou k nalezení v [BD SENSORS]. Některé charakteristické údaje jsou uvedeny v tab. 2.8.



Obr. 2.8 Snímač tlaku DMP 331 [BD SENSORS]

Tab. 2.8 Charakteristické parametry snímače tlaku [BD SENSORS]

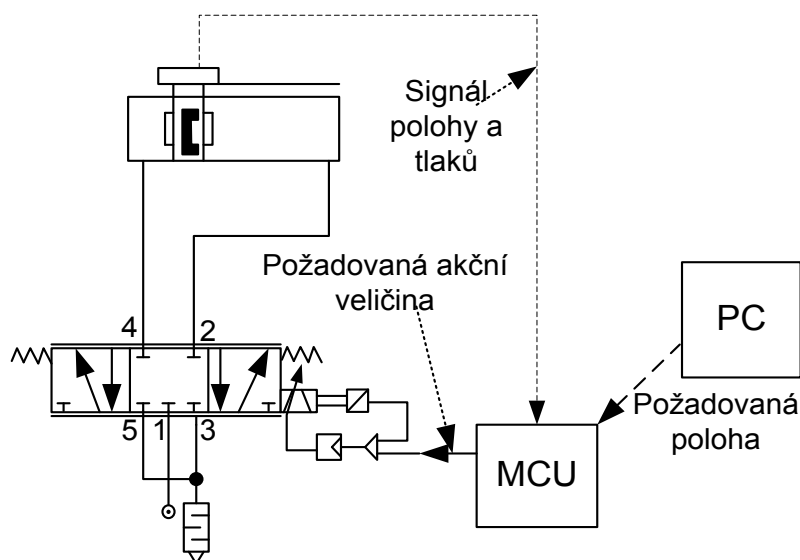
Charakteristické parametry	
Měřicí rozsah	0 ... 10 bar
Jmenovitý tlak (relativní)	10 bar
Výstupní signály	
Výstupní signál:	
2vodičový standart/ napájecí napětí	4 ... 20 mA / 8 ... 32 V <sub>DC</sub>
3vodičový standart/ napájecí napětí	0 ... 20 mA nebo 0 ... 10 V/ 14 ... 32 V <sub>DC</sub>
Parametry elektrického výstupu	
Přesnost	≤ ± 0,35 % FSO
Povolená zátěž:	
proud 2vodič	$R_{max} = [(U_B - U_{B \min}) / 0,02] \Omega$
proud 3vodič	$R_{max} = 500 \Omega$
napětí 3vodič	$R_{min} = 10 \text{ k} \Omega$
Dlouhodobá stabilita	≤ ± 0,1 % FSO
Doba odezvy	2vodič: ≤ 10 ms 3vodič: ≤ 3 ms
Chyba vlivem teploty	
Toleranční pásmo	≤ ± 0,75 %FSO
Při rozsahu pracovních teplot	-20 ... 85 °C
Rozsah Provozních Teplot	
Elektronika	-40 ... 85 °C
Provozní medium	-40 ... 125 °C

### 3 Hardwarové propojení MCU s pneumatickým obvodem

Regulační algoritmus je vykonáván pomocí MCU TMS320F28335 od firmy Texas Instruments. Použité MCU by mělo být dostatečně rychlé na pokrytí výpočetní náročnosti realizované aplikace. Rovněž je vybaveno několika periferiemi pro komunikaci s okolím a měření vstupních signálů, které nalézají v regulační struktuře své uplatnění. Jednoznačně nejdůležitějšími periferiemi pro potřeby navrhovaného řízení jsou A/D převodník a komunikační rozhraní SPI.

Periferie A/D převodníku je použita pro měření polohy jezce pneumatického válce a snímání signálů z jednotlivých snímačů tlaků. Komunikační rozhraní SPI zajišťuje komunikaci mezi MCU a D/A převodníkem, který není implementován na čipu MCU. U dnešních velice rychlých MCU jsou D/A převodníky implementovány na čipu jen zřídka, tudíž je nutné použití některého z externích modulů. V tomto případě byl dostupný převodník s komunikačním rozhraním SPI.

Principiální schéma navrhovaného řízení je vyobrazeno na obr. 3.1. Aby se mohl algoritmus řízení realizovat, musí se nejprve vyřešit rozličné hodnoty napětových úrovní v regulačním obvodu. Použité MCU pracuje s napájecím napětím 3,3 V. Měřicí rozsah jeho A/D převodníku výrobce uvádí dokonce jen v rozmezí 0 - 3 V, zatímco výstupní signály snímačů tlaků a polohy nabývají hodnot 0 - 10V. Z těchto důvodů vzniká potřeba upravit vstupní signál A/D převodníku na správnou napětovou úroveň, která je měřitelná použitým MCU.



Obr. 3.1 Principiální schéma řízení

Navržené schéma připojení MCU k pneumatickému obvodu se nalézá na obr. 3.5. Skládá se z obvodů dvou stabilizátorů napětí tvořících úrovně napájecího napětí 5 a 10 V. Pro napájení potenciometru, který měří polohu jezdce pneumatického válce, musí být použito napájecí napětí 10 V. Naopak pro modul externího D/A převodníku a MCU jen 5 V. Napájení proporcionálního ventilu a snímačů tlaku vyžaduje třetí napěťovou úroveň a to 24 V. Celkový rozvod napájecího napětí je tvořen následovně. Do obvodu se jako vstupní napětí přivádí 24 V, které se pomocí již zmíněných stabilizátorů upravuje na požadovaných 5 a 10 V, které jsou pak rozvedeny dále. Proudový odběr ventilu při jeho plném otevření může činit až 1,1 A. Proto z typově vyráběných napájecích zdrojů byl vybrán zdroj o výkonu 36W. Při jeho napájecím napětí 24 V dává možnost proudového zatížení až 1,5 A, což pokryje bez problémů požadavky aplikace. Přívod elektrického proudu pro výkonovou část ventilu je veden separátně pomocí oddělených vodičů, a to jak napájecího, tak vodiče s nulovým potenciálem. Důvodem separátního přívodu elektrického proudu pro výkonovou část je, aby relativně velké proudy nijak nepoškodily a neovlivnily zbytek zapojení, které není na takové výkony uzpůsobeno.

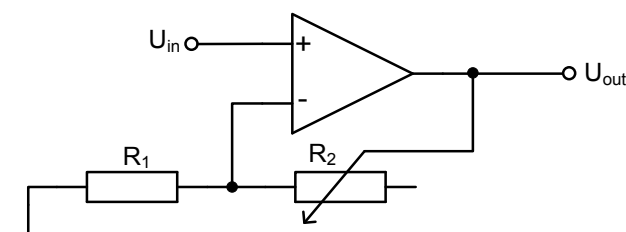
Jednou z dalších nutností bylo připojení odporových děličů mezi výstupní signály snímačů a vstupy A/D převodníku, z důvodu snížení úrovně napěťového rozsahu na měřicí rozsah A/D převodníku. Dělič je vždy složen z rezistoru a trimru, aby bylo možno eliminovat výrobní nepřesnosti součástek a přesně doladit dělicí poměr na požadovanou hodnotu. Nezbytnou součástí zapojení je rovněž implementované zapojení neinvertujícího operačního zesilovače. Důvod jeho použití je poměrně jednoduchý. Bylo potřeba upravit referenční signál pro řízení ventilu. Výstupní napětí D/A převodníku má rozsah pouze 0 - 5 V. Pro řízení ventilu v celém jeho rozsahu je zapotřebí ovšem referenční signál o hodnotě 0 - 10 V. Přehled veškerých potřebných napěťových úrovní v rámci použité elektroniky je zpracován v tab. 3.1 výsledné schéma zapojení pak na obr. 3.5.

Tab. 3.1 Přehled potřebných napěťových úrovní a signálů

Komponenta	Napájecí napětí	Referenční signál / Výstupní signál / Vstupní signál	Poznámka
Snímač tlaku	24 V	0 – 10 V	
Snímač polohy	10 V	0 – 10 V	
Digitálně analogový převodník	5 V	0 – 5 V	D/A převodník je schopen převádět výstupní napětí od 0 V až do úrovně napájecího napětí.
Analogově digitální převodník	-	0 – 3 V	A/D převodník je součástí MCU. Jeho napájecí a referenční napětí je zajištěno interně.
Modul MCU	5 V	-	
Proporcionální ventil	24 V	0 – 10 V	Pro referenční signál o hodnotě 5 V je ventil uzavřen.
Operační zesilovač	24 V	0 – 10 V	Zesílení operačního zesilovače je nastaveno na hodnotu 2 a jeho vstup spojen s modulem D/A převodníku.

### 3.1 Návrh zesilovače referenčního signálu pro proporcionální ventil

Z důvodu řízení otevření ventilu v celém jeho rozsahu vznikla potřeba realizovat zesilovač, který výstupní napětí D/A převodníku zesílí z hodnoty 0 – 5 V na rozsah 0 – 10 V. Bylo zvoleno zapojení neinvertujícího operačního zesilovače viz obr. 3.2, protože v rámci neinvertujícího zapojení není nutno realizovat napájecí zdroj se zápornou úrovní napětí a je poměrně jednoduché a nenákladné jej prakticky vytvořit.



Obr. 3.2 Zapojení neinvertujícího operačního zesilovače

$$K_{OZ} = 1 + \frac{R_2}{R_1} = \frac{U_{OUT}}{U_{IN}} = \frac{10}{5} = 2 \quad (3.1)$$

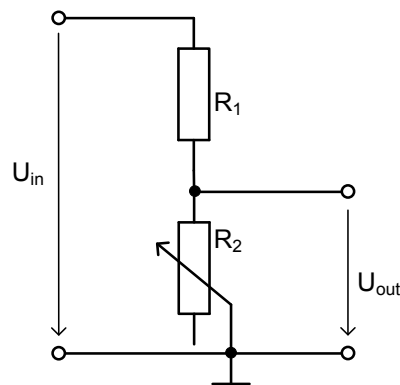
$$K_{OZ} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \Rightarrow R_2 = (K_{OZ} - 1) \cdot R_1 \quad (3.2)$$

$$R_2 = (2 - 1) \cdot 10000 = 10000 \, \Omega$$

Návrh odporové sítě neinverujícího operačního zesilovače byl proveden podle vztahu (3.1) a (3.2). Výsledné hodnoty odporů vzhledem k možnosti proudového zatížení se volí  $R_1 = 10 \, \text{k}\Omega$ ,  $R_2 = 0 - 22 \, \text{k}\Omega$ . Odpor  $R_2$  je v zapojení realizován pomocí trimru z důvodu možnosti dostavení přesného zesílení.

### 3.2 Návrh odporového děliče pro snížení napětěvé úrovně měřených signálů

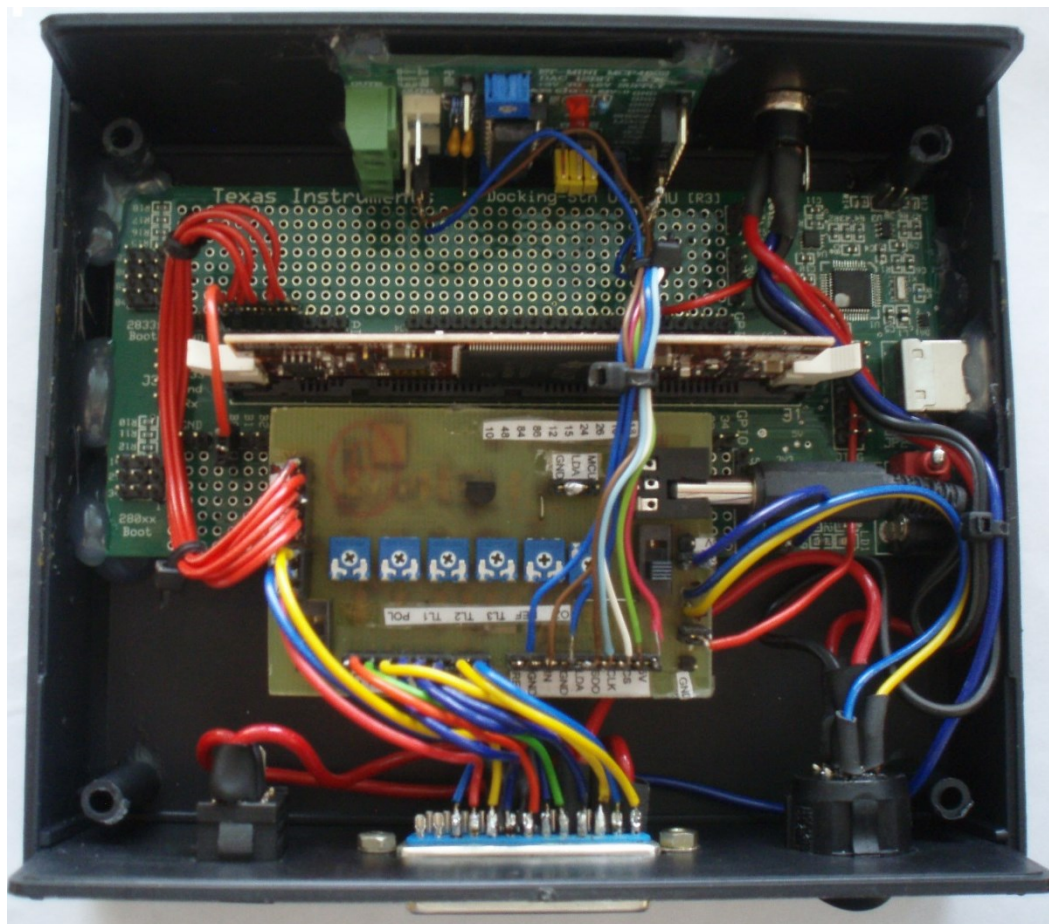
Odporový dělič je zařazen do obvodu vždy mezi snímač měřené veličiny a A/D převodník. Jeho úkolem je snížit napětěvou úroveň signálu jednotlivých snímačů tak, aby byla měřitelná A/D převodníkem. Schéma zapojení použité pro realizovaný odporový dělič je zobrazeno na obr. 3.3. Jeho výpočet byl proveden dle vztahu (3.3). S ohledem na proudovou zatížitelnost A/D převodníku byly zvoleny rezistory  $R_1 = 10 \, \text{k}\Omega$ ,  $R_2 = 0 - 10 \, \text{k}\Omega$ . Odpor  $R_2$  je realizován pomocí trimru z důvodu možnosti dostavení přesného dělicího poměru.



Obr. 3.3 Odporový dělič napětí

$$U_{OUT} = U_{IN} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} \Rightarrow R_2 = \frac{U_{OUT}}{U_{IN} - U_{OUT}} \cdot R_1 \quad (3.3)$$

Výsledné schéma desky plošného spoje umístěné mezi vývojovým kitem s MCU a pneumatickým obvodem je k nahlédnutí na obr. 3.5. Jeho realizace včetně konektorů, vývojového kitu s MCU a dalších komponent pak na obr. 3.4.



*Obr. 3.4 Realizovaný HW modul pro propojení MCU a pneumatického obvodu*





### 3.3 Použité periferie MCU

Pro realizaci číslicového regulátoru s pomocí MCU jej musíme v první řadě propojit s reálným světem z důvodu měření hodnot skutečného stavu regulované veličiny. Další důležitou součástí řídicího systému je potřeba komunikace MCU s nadřazenou úrovní řízení pro zadání žádané hodnoty regulačnímu obvodu.

Jelikož se MCU vyrábí univerzálně tak, aby nacházelo využití ve více než jedné aplikaci, mají jejich periferie širokou škálu funkčních módů. Vždy je zapotřebí zvolit ten neoptimálnější pro funkčnost aplikace a nastavit příslušné registry periférií MCU. Popis detailních nastavení všech registrů se vždy nalézá ve firemní literatuře výrobce MCU, kterou musíme před samotným programováním nastudovat. Následující odstavce se zabývají použitými módy jednotlivých periférií.

#### 3.3.1 A/D převodník

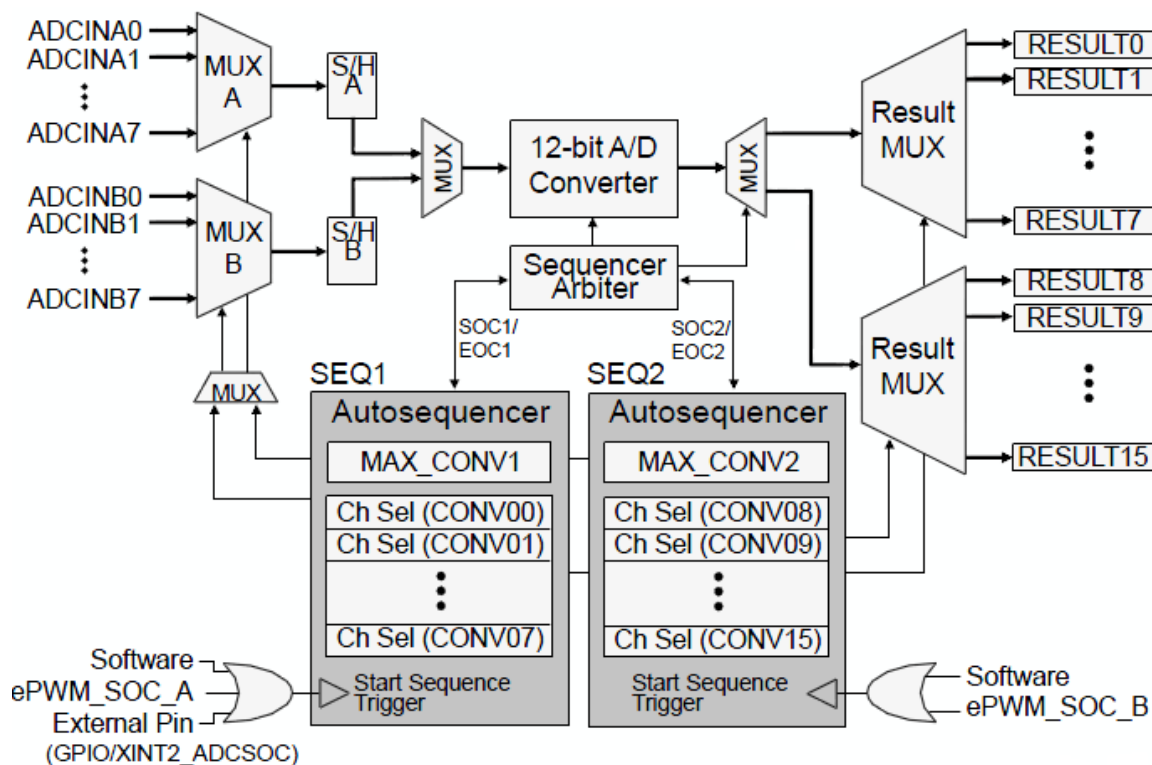
Analogově digitální převodník představuje jednu z nejdůležitějších periférií pro realizaci regulačního obvodu s MCU. Své využití nachází při měření signálů skutečné polohy jezdce pneumatického válce a několika dalších signálů tlaků. Přehled veškerých měřených signálů v rámci aplikace je uveden v tab. 3.2.

Tab. 3.2 Přehled měřených signálů

Měřený signál	Rozsah signálu	Popis měřeného signálu
Poloha jezdce	0 - 10 V	Skutečná hodnota regulované veličiny.
Tlak v komoře pohonu A	0 - 10 V	Skutečná hodnota tlaku v komoře A.
Tlak v komoře pohonu B	0 - 10 V	Skutečná hodnota tlaku v komoře B.
Systémový tlak	0 - 10 V	Systémový tlak na výstupu kompresoru.

Jelikož MCU disponuje pouze jedním A/D převodníkem, musí se signály měřit postupně jeden po druhém a zároveň v co nejkratším časovém intervale, aby chyba vzniklá měřením signálů v různých časových okamžicích byla co nejmenší. Pro řízení realizované pomocí konvenčního regulátoru je stěžejní pouze měření polohy jezdce pneumatického válce. Měření tlaků slouží zde pouze jako informativní. Jelikož řízení pohonu je realizováno s konvenčním regulátorem a realizovaný algoritmus nabízí rovněž možnost záznamu měřených veličin, bude se využívat celkem dvou modulů A/D převodníků. Ve skutečnosti MCU disponuje jedním A/D převodníkem, ale dvěma Sample&Hold obvody a dvěma moduly pro obsluhu A/D převodníku viz obr. 3.6.

Postup měření probíhá následovně. Modul B bude zajišťovat měření skutečné polohy jezdce pro regulační algoritmus, tedy jeho měření se provádí cyklicky v každém cyklu programu. Modul A se spustí pouze v případě požadavku na záznam ostatních veličin pneumatického obvodu v průběhu regulace. Při spuštění měření s modulem A se rovněž využívá s výhodou modul DMA řadiče „*Direct Memory Access*“, který vždy změřené hodnoty tlaků a polohy přenesse automaticky na předem určené místo v paměti bez jediného zásahu jádra MCU. Schéma použitého módu A/D převodníku je vyobrazeno na obr. 3.6., jeho funkce pak bod po bodu popsána níže.



Obr. 3.6 Blokové schéma periferie A/D převodníku [TEXAS INSTRUMENTS 2012]

Funkce použitého módu měření se může shrnout do následujících bodů:

- 1) Start měření je cyklicky spouštěn pro modul B pomocí softwaru v každém výpočetním kroku regulačního algoritmu.
- 2) Spouštěcí událost aktivuje tzv. „*Autoseqencer*“, který obsahuje posloupnost, jak mají být jednotlivé vstupy postupně měřeny. Pro normální chod programu je *Autosequenceru* modulu B uložena pouze adresa vstupu s připojeným snímačem polohy.
- 3) Pro případ měření signálů a jejich záznamu jsou v *Autosequenceru* uloženy postupně adresy vstupů ADCINA0, ADCINA1, ADCINA2 a ADCINA3, na kterých jsou připojeny snímače tlaků a rovněž snímač polohy.
- 4) V měřicím módu se s výhodou využívá spouštění převodu pomocí tzv. *ePWM\_SOC\_A*. Jedná se o start konverze A/D převodníku nikoli s interakcí

softwaru, ale s pomocí modulu PWM modulace, který dokáže periodicky generovat *SOC „Start of Conversion“* událost.

- 5) Po každém spuštění převodu s pomocí PWM modulu se na jeho konci DMA řadič postará o přenos změřených hodnot z registrů A/D převodníku do předurčeného místa v paměti.
- 6) Celé měření probíhá s výjimkou jeho spouštění bez zásahu hlavního výpočetního jádra MCU. Po naměření 1000 vzorků od každé měřené veličiny je ukončeno přenastavením PWM modulu.

### 3.3.2 SPI

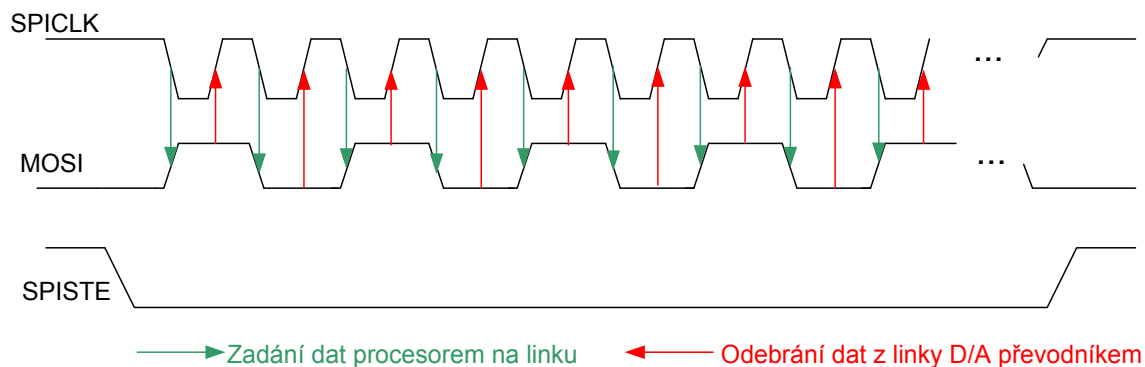
SPI neboli „*Serial Peripheral Interface*“ realizuje způsob sériové komunikace mezi zařízeními, které jsou použity v rámci jednoho zapojení, nejčastěji jednoho plošného spoje. Typickým příkladem využití tohoto přenosu dat je komunikace mezi externím D/A převodníkem a MCU tak, jak je tomu v navrhované aplikaci viz obr. 3.7.



Obr. 3.7 Blokové schéma SPI komunikace

Komunikace probíhá vždy pouze mezi dvěma zařízeními kdy jedno plní funkci master jednotky a druhé pracuje v režimu slave. Přenos dat začíná přechodem signálu CS („Chip Select“) z log. 1 do log. 0. Tento proces spustí zařízení master. Jakmile je signál CS v log. 0 jednotka master začne generovat hodinový signál a spustí se přenos dat. Pro náš konkrétní případ komunikace mezi TMS320F28335 a D/A je průběh přenosu dat vyobrazen na

obr. 3.8. Signál *SPISTE* odpovídá signálu *CS*, *MOSI* slouží jako datová linka a *SPICLK* odpovídá hodinovému synchronizačnímu signálu. Pojmenování jednotlivých signálů bylo převzato podle výrobce procesoru Texas Instruments.



Obr. 3.8 Komunikace mezi MCU a D/A převodníkem

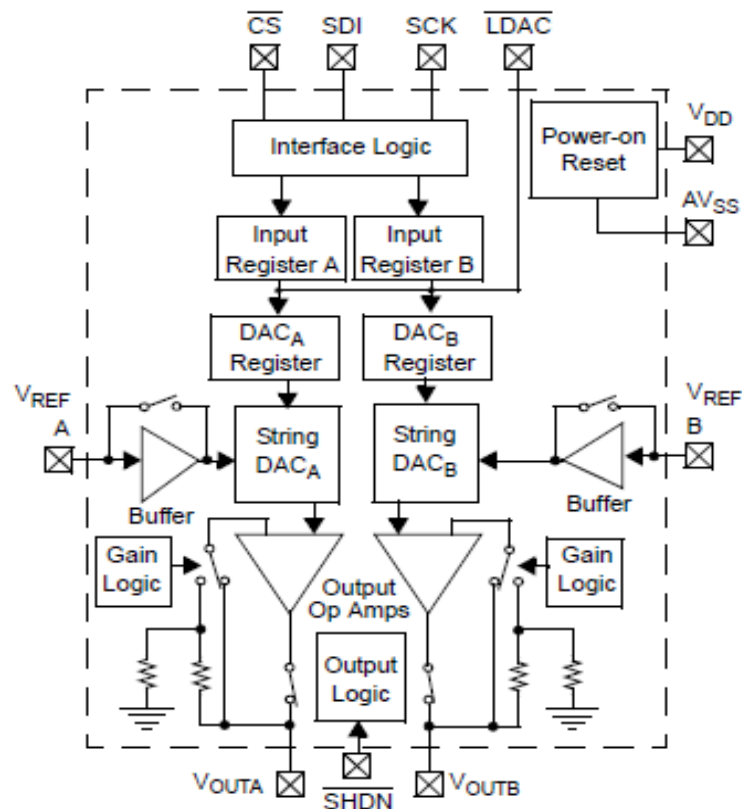
Průběh komunikace mezi MCU a D/A převodníkem:

- 1) Signál SPISTE je držen v log. 1 – komunikace neprobíhá, log stavy signálů, které jsou na ostatních vodičích, nyní nemají žádný vliv.
- 2) Signál SPISTE přejde do log. 0 - start komunikace.
- 3) Na sestupné hraně hodinového signálu je na kanál MOSI vystaven první datový bit viz obr. 3.8.
- 4) Na nástupné hraně hodinového signálu je aktuálně vystavený datový bit na kanálu MOSI přijat D/A převodníkem.
- 5) Na sestupné hraně hodin je vygenerován na datový kanál MOSI nový datový bit, na nástupné hraně opět přijat. Délka datového slova přenášeného v jednom cyklu je 16 bitů.
- 6) Po přenosu všech 16 bitů je signál SPISTE převeden opět do log. 1 a komunikace je ukončena.

### 3.3.3 D/A převodník

D/A převodník představuje v regulační struktuře člen, který generuje referenční hodnotu napětí pro otevření ventilu. Použitý D/A převodník, jak již bylo zmíněno v předchozím textu, se nalézá mimo čip MCU. Konkrétně se jedná o integrovaný obvod *MCP 4922* od firmy Microchip, jeho podrobný popis je možno najít v [MICROCHIP 2004].

Blokové schéma čipu D/A převodníku je možno vidět na obr. 3.9. Ze schématu lze vyčíst, že komunikace s MCU se provádí přes komunikační rozhraní SPI. Použitý integrovaný obvod obsahuje navíc externí vstupy pro napěťové reference D/A převodníku.

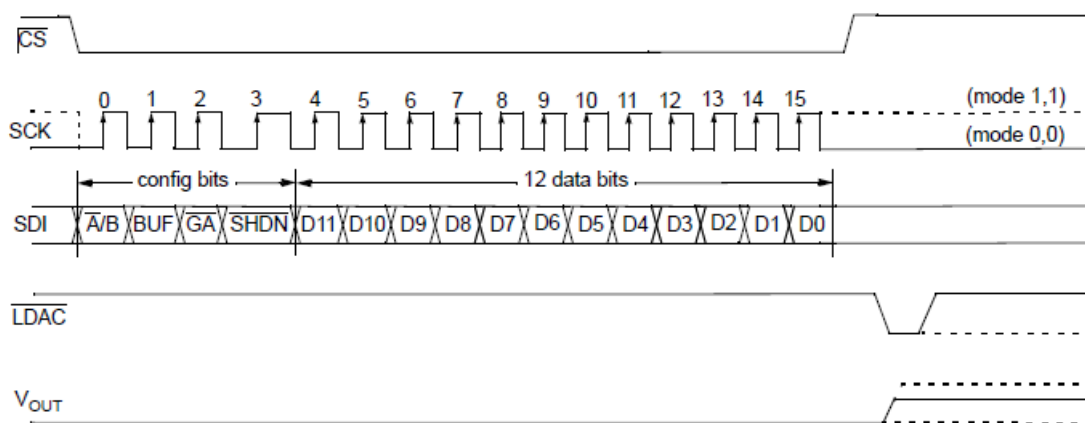


Obr. 3.9 Blokové schéma D/A převodníku [MICROCHIP 2004]

Použitý D/A převodník dosahuje 12-bitové přesnosti a jeho výstupní napětí se stanoví dle rovnice (3.4). Kde  $V_{OUT}$  značí výstupní napětí převodníku [V],  $G$  zesílení [-],  $V_{REF}$  referenční napětí [V],  $D_N$  představuje vstupní digitální hodnotu a  $n$  odpovídá počtu bitu D/A v tomto případě  $n=12$ .

$$V_{OUT} = \frac{V_{REF} \cdot G \cdot D_N}{2^n} \quad (3.4)$$

Parametr  $V_{REF}$  představuje napěťovou referenci připojenou na fyzický pin součástky, kdežto parametry  $G$  a  $D_N$  je potřeba D/A převodníku předat pomocí komunikačního rozhraní SPI. Jedno komunikační slovo mezi D/A a MCU obsahuje celkem 16 bitů. Význam těchto bitů je k nahlédnutí na obr. 3.10, popis pak v tab. 3.3.



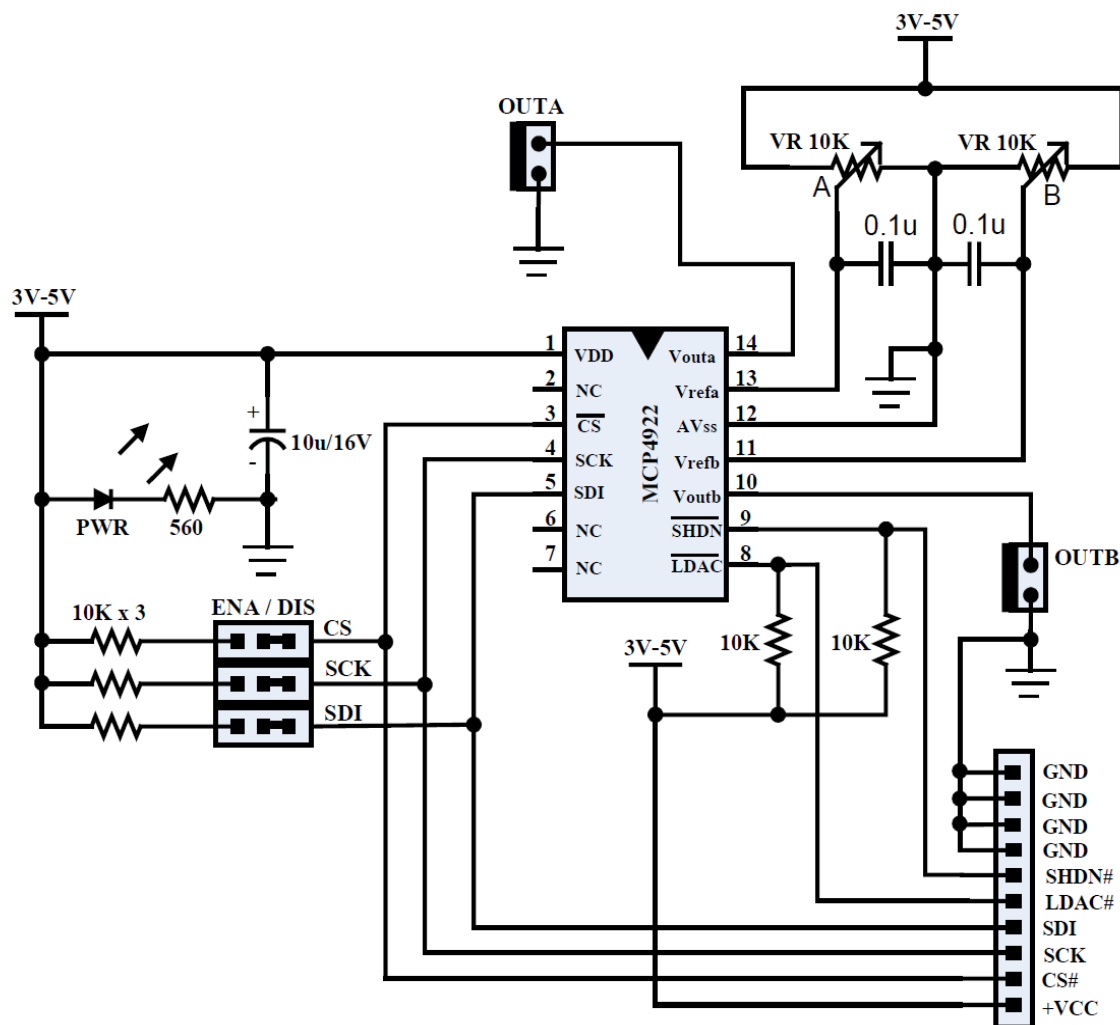
Obr. 3.10 Komunikační slovo D/A převodníku [MICROCHIP 2004]

Tab. 3.3 Popis komunikačního slova D/A převodníku [MICROCHIP 2004]

Název bitu	Význam bitu
$\overline{A/B}$	1 = Zapiš do D/A modulu B / 0 = Zapiš do D/A modulu A
$BUF$	1 = Použij vstupní buffer u $V_{REF}$ / 0 = Vynech vstupní buffer u $V_{REF}$
$\overline{GA}$	1 = Výstupní zesílení napětí D/A rovno 1 / 0 = rovno 2 Maximální výstupní napětí ovšem odpovídá vždy napájecímu napětí.
$\overline{SHDN}$	1 = Výstup je aktivní / 0 = D/A je v režimu spánku, výstup režim vysoké impedance
$D11 - D0$	Digitální hodnota, která má být převedena na analogovou

Pro každou změnu výstupního napětí D/A převodníku je nutno poslat komunikační slovo přes rozhraní SPI. Jeho hodnota se zapíše do vstupního registru A nebo B viz obr. 3.9. Následně pokud uživatel chce vstupní digitální hodnotu převést na analogovou, musí fyzický pin  $\overline{LDAC}$  přepnout do stavu log. 0. Pak se hodnota vstupního registru převede do registru D/A převodníku a proběhne samotný převod. Hodnota výstupního napětí D/A je držena na výstupu až do příchodu dalšího impulzu na pinu  $\overline{LDAC}$ , tedy přepsání registru D/A převodníku jinou hodnotou.

Jelikož integrovaný obvod D/A převodníku potřebuje pro svou funkci několik doplňujících součástek, dodává se jako hotový modul. Jeho schéma zapojení je vyobrazeno na obr. 3.11. Hlavní výhodou zapojení představuje možnost nastavení napěťové reference pomocí trimru z napájecího napětí viz obr. 3.11.



Obr. 3.11 Zapojení modulu D/A převodníku [MICROCHIP 2004]

## 4 Syntéza regulačního obvodu

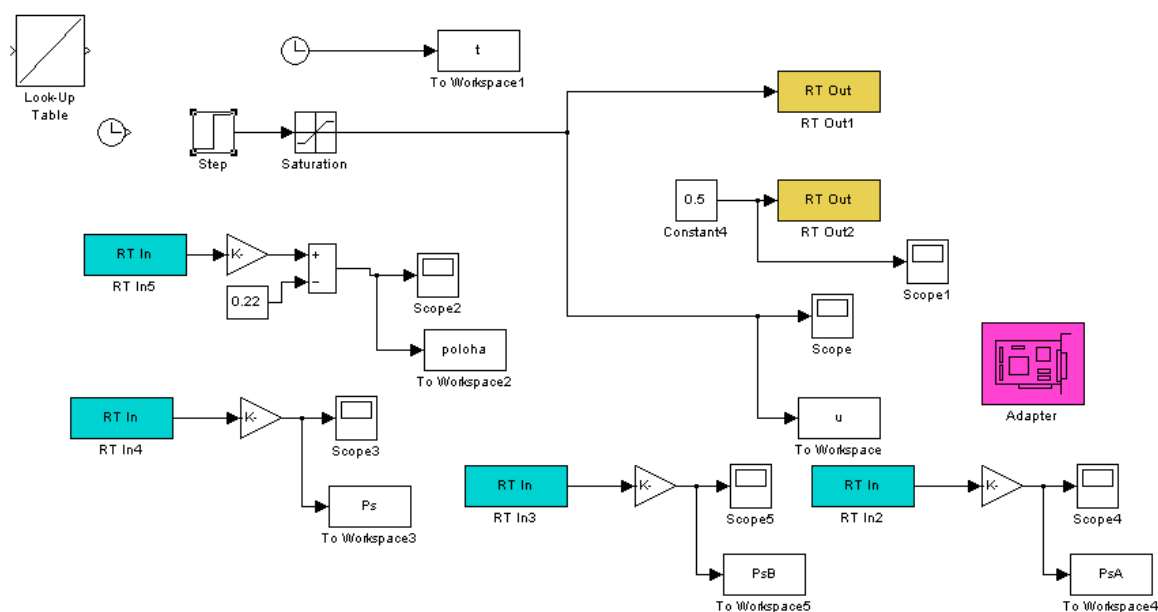
Pneumatický pohon představuje nelineární regulovanou soustavu, která odpovídá matematickému popisu s několika nelineárními diferenciálními a algebraickými rovnicemi, jak uvádí například ve své diplomové práci [Kreik 2008, s.17], nebo ve své knize [Nevrlý 2003]. V popisu soustavy se nachází rovněž několik experimentálních koeficientů, jejichž přesné parametry jsou obtížně určitelné. Pro exaktní řízení, při použití lineární teorie syntézy regulačního obvodu, by musel být model soustavy v aktuálním pracovním bodě vždy linearizován a z linearizovaného modelu následně stanoveny parametry regulátoru. Ve výsledku by byl vytvořen adaptivní regulátor, který by se adaptoval v každém výpočetním kroku vždy po linearizaci modelu.

Výše uvedený postup je ovšem značně složitý, neprůhledný a náročný na přesnost jednotlivých koeficientu rovnic matematického popisu, proto bylo v rámci této práce

přístupeno k experimentální identifikaci soustavy pomocí aproximace přechodové charakteristiky. Experimentální identifikaci je možné získat lineární přenosovou funkci regulované soustavy, na jejímž základě se provede návrh typu a parametrů regulátoru.

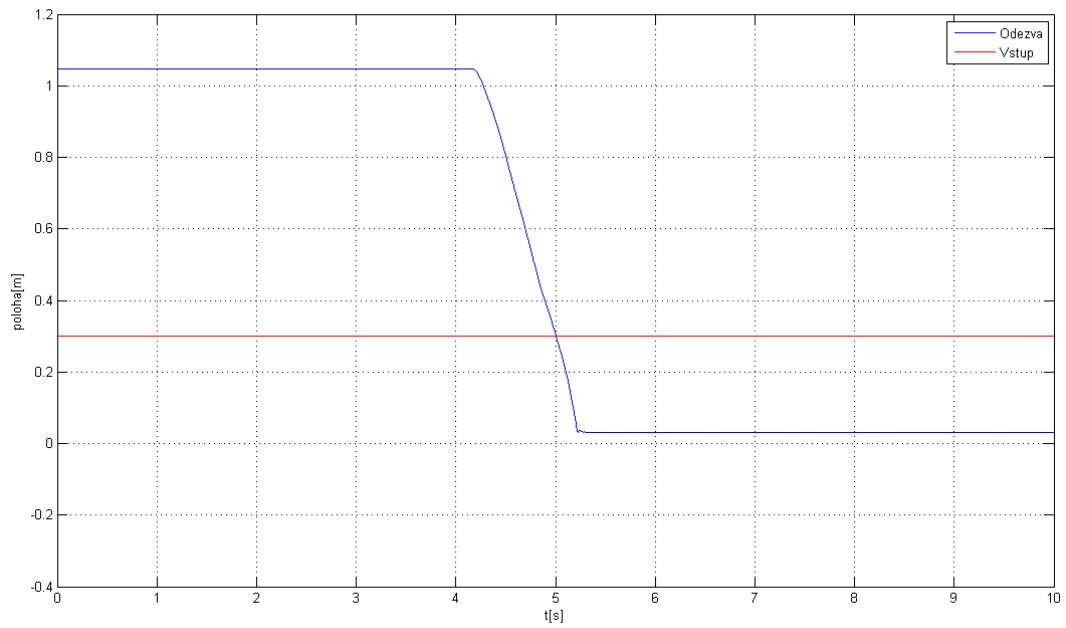
#### 4.1 Identifikace regulované soustavy

Identifikace soustavy byla provedena metodou aproximace přechodové charakteristiky, která spočívá v měření výstupní odezvy na vstupní skokový signál. Pro proces měření bylo nejprve zapotřebí vytvořit s pomocí měřicí karty a programu Matlab&Simulink simulační schéma, které zajišťuje generování výstupního a měření vstupních signálů. Vytvořené schéma pro účel identifikace je možno vidět na obr. 4.1, naměřenou skokovou odezvu pak na obr. 4.2. Následně naměřená přechodová charakteristika byla upravena pro účely identifikace tak, že se vyjmula pouze data, která se týkají přechodového děje viz obr. 4.3. Na uvedeném obrázku jsou rovněž naznačeny parametry nezbytné k provedení identifikace.

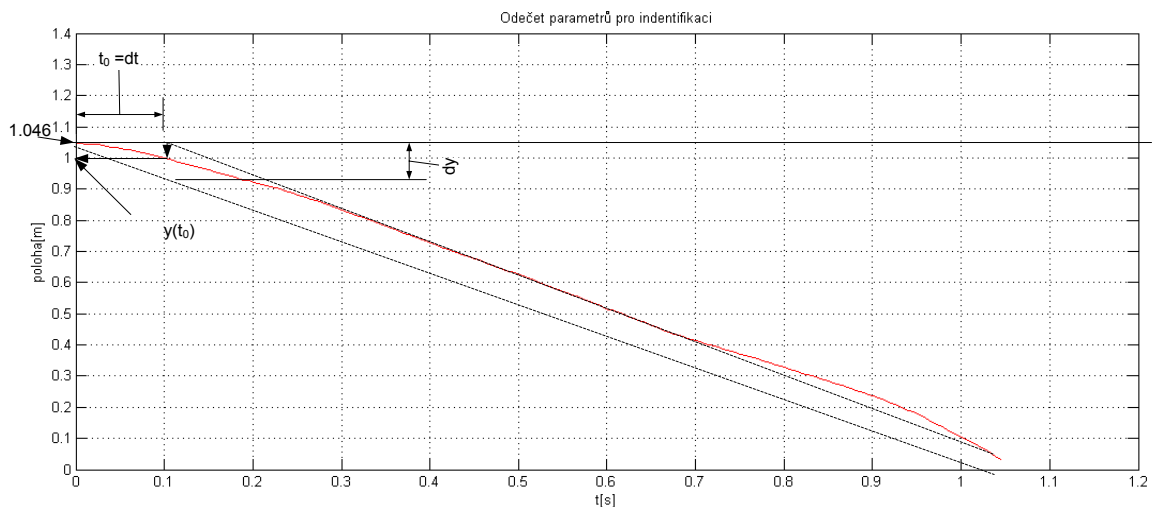


Obr. 4.1 Simulační schéma pro měření přechodové charakteristiky





Obr. 4.2 Naměřený průběh přechodové charakteristiky



Obr. 4.3 Upravený průběh pro identifikaci se znázorněnými odečtenými parametry

Podle tvaru charakteristiky je očekáván přenos systému ve tvaru:

$$G_s(s) = \frac{K}{T_l s \cdot (T_1 s + 1)^n} \quad (4.1)$$

Z naměřených dat se určí následující parametry:

$$y(t_0) = 1,046 - 1 = 0,046 \quad (4.2)$$

$$dt = t_0 = 0,1 \quad (4.3)$$

$$dy = 0,1071 \quad (4.4)$$

$$u_0 = 0,3 \quad (4.5)$$

Následně se vypočte integrační setrvačná časová konstanta  $T_I$  (4.6) a pomocná konstanta  $A$  (4.7) :

$$T_I = \frac{u_0}{\frac{dy}{dt}} = \frac{0,3}{\frac{0,1071}{0,1}} = 0,2801 \quad (4.6)$$

$$A = \frac{y(t_0)}{\frac{t_0}{T_I}} = \frac{0,046}{\frac{0,01}{0,2801}} = 0,128 \quad (4.7)$$

Z velikosti pomocné konstanty se stanoví řád setrvačnosti a vypočte setrvačná časová konstanta  $T_1$ . Řád setrvačnosti soustavy  $n$  se určí podle *Tabulka 11.7*, uvedené v [Noskievič 1999, s.180].

$$n = 4 \quad (4.8)$$

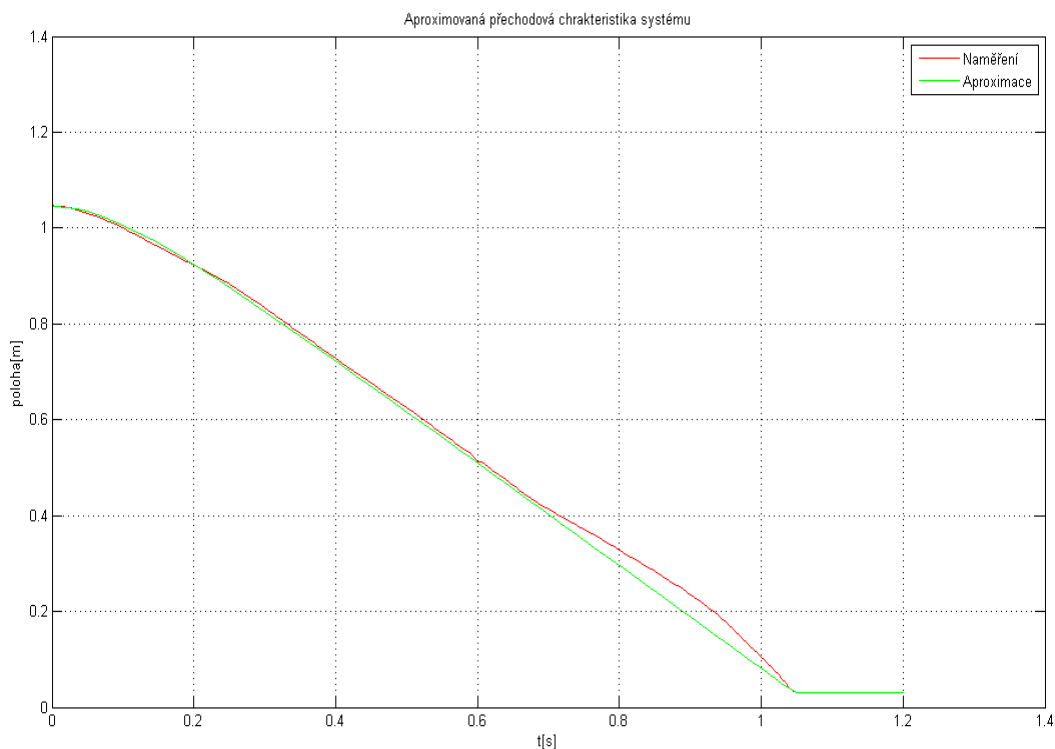
$$T_1 = \frac{t_0}{n} = \frac{0,1}{4} = 0,025 \quad (4.9)$$

Experimentálně bylo ovšem zjištěno, že lepší aproximace naměřeného průběhu je dosažena, když řád setrvačnosti soustavy je volen pouze  $n=1$ . Výsledek aproximovaného průběhu je možno vidět na Obr. 4.4. Setrvačná časová konstanta  $T_1$  byla tedy vypočtena dle vztahu (4.10).

$$T_1 = \frac{t_0}{n} = \frac{0,1}{1} = 0,1 \quad (4.10)$$

Výsledný aproximovaný přenos soustavy:

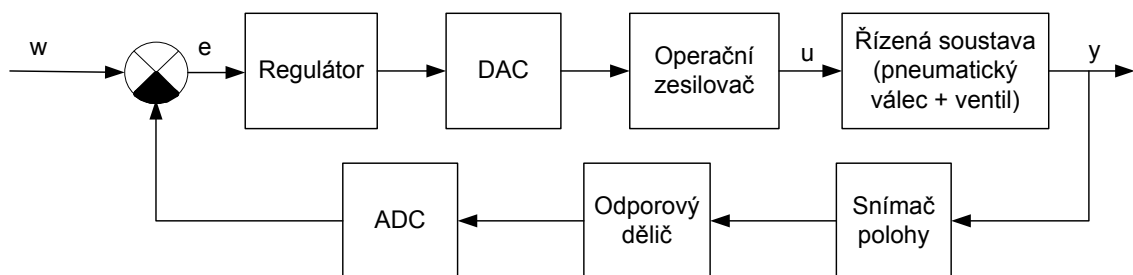
$$G_s(s) = \frac{1}{0,2801s \cdot (0,1s + 1)} \quad (4.11)$$



Obr. 4.4 Výsledný průběh aproximovaného přenosu v porovnání s původním průběhem

## 4.2 Návrh regulačního obvodu

Pro správnou syntézu regulačního obvodu je nutné nejprve si nastínit jeho schéma, včetně všech měřicích členu a členů pro úpravu signálu. Blokové schéma pro případ pneumatického válce je znázorněno na Obr. 4.5.



Obr. 4.5 Blokové schéma regulačního obvodu

Jak je zde znázorněno regulační obvod se skládá z regulátoru a analogově digitálního převodníku (ADC), které jsou implementované v rámci MCU, externího digitálně analogového převodníku (DAC), operačního zesilovače pro úpravu výstupního napětí D/A převodníku, řízené soustavy, snímače polohy a odporového děliče pro snížení výstupního napětí snímače polohy tak, aby bylo měřitelné A/D převodníkem MCU.

V dalším kroku je potřeba veškeré členy regulačního obvodu aproximovat jejich přenosovými funkcemi a zvážit, zda měřicí členy a členy pro úpravu signálu budou aproximovány jako setrvačné, nebo zda se nabízí možnost aproximace pouze zesílením.

Dalším faktem, který se musí při návrhu zvážit je, že výsledný regulátor se realizuje diskrétně s pomocí MCU, tudíž jeho chování nebude spojitě, ale diskrétní. Použité MCU má několika násobně větší rychlost než regulovaná soustava, tzn. vzorkovací frekvenci A/D převodníku je možno nastavit dostatečně velkou a regulační obvod považovat za „spojitý“. Po návrhu regulátoru vzniká ovšem potřeba diskretizovat jeho přenos, aby mohl být naprogramován v podobě diferenční rovnice či jiného algoritmu.

### 4.3 Aproximace členu regulačního obvodu přenosovými funkcemi

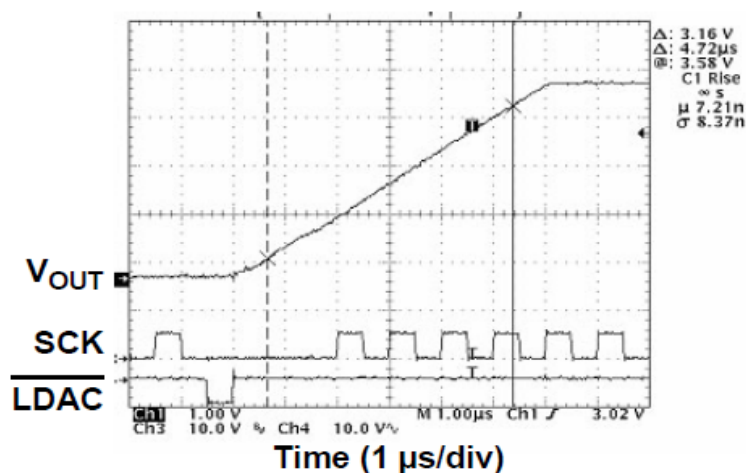
Při aproximaci členu regulačního obvodu bude analyzováno, zda je nutno měřicí členy brát jako setrvačné nebo je nahradit pouze jejich zesílením.

#### 4.3.1 Digitálně analogový převodník

Digitálně analogový převodník se chová z pohledu regulace jako soustava se setrvačností prvního řádu s určitým zesílením a dopravním zpožděním viz přenos (4.12).

$$G_{DAC}(s) = \frac{K_{DAC}}{T_{DAC} \cdot s + 1} \cdot e^{-T_{SPI} \cdot s} \quad (4.12)$$

Výše uvedený přenos se může identifikovat pomocí aproximace přechodové charakteristiky D/A převodníku, kterou lze nalézt v katalogu výrobce viz [MICROCHIP 2004].



Obr. 4.6 Přechodová charakteristika D/A převodníku [MICROCHIP 2004]

Z charakteristiky je možné aproximovat časovou konstantu  $T_{DAC}$ . Aproximace se provede pomocí některé z metod pro přenosové soustavy se setrvačností prvního řádu viz [Noskievič 1999, s.174]. Aproximací je získána časová konstanta  $T_{DAC} = 2,5 \mu s$ .

Další krok identifikace se zabývá zesílením soustavy  $K_{DAC}$ . Zesílení představuje poměr ustálené hodnoty výstupního signálu k ustálené hodnotě vstupního signálu podle vztahu (4.13).

$$K_{DAC} = \frac{U_{refDAC}}{INT_{DAC}} \quad (4.13)$$

Kde  $U_{refDAC}$  je hodnota maximálního výstupního napětí D/A převodníku, které z jeho konstrukčního hlediska odpovídá  $U_{ref}$  tedy 5 V.  $INT_{DAC}$  odpovídá maximální vstupní digitální hodnotě, kterou představuje dvanáctibitové číslo tedy 4095. Dosazením do vztahu (4.13) se získá  $K_{DAC} = 1,221 \cdot 10^{-3}$ .

Posledním neznámým členem v přenosu D/A převodníku je dopravní zpoždění  $T_{SPI}$ . Jelikož D/A tvoří externí převodník je nutno mu data nejprve zaslat. V tomto případě se data posílají přes SPI sběrnici. Zasílaná data mají délku vždy 16-ti bitového slova. Jednotlivé bity jsou přenášeny na SPI sběrnici vždy s příchodem hodinového signálu, který je nastaven na frekvenci 15 MHz nebo jinými slovy s periodou 0,0667  $\mu s$ . Pro přenos celého komunikačního slova je zapotřebí 16 hodinových impulsů.  $T_{SPI}$  se stanoví ze vztahu (4.14). Po dosazení získáme hodnotu  $T_{SPI} = 1,067 \mu s$ .

$$T_{SPI} = 16 \cdot T_{clkSPI} \quad (4.14)$$

Výsledný aproximovaný přenos D/A převodníku je určen vztahem (4.15).

$$G_{DAC}(s) = \frac{1,221 \cdot 10^{-3}}{2,5 \cdot 10^{-6}s + 1} \cdot e^{-1,067 \cdot 10^{-6}s} \quad (4.15)$$

#### 4.3.2 Operační zesilovač

Operační zesilovač je použit v obvodu pro úpravu napěťové úrovně výstupu D/A převodníku. Rozsah výstupního signálu D/A je dán jeho hodnotou referenčního napětí  $U_{refDAC}$  tedy 0 – 5 V. Pro řízení proporcionálního ventilu pneumatického válce je ovšem zapotřebí referenční hodnoty napětí v rozsahu 0 – 10 V. Operační zesilovač obecně představuje proporcionální člen se setrvačností prvního řádu, jehož setrvačnou časovou konstantu lze získat v katalogu výrobce. Pro použitý operační zesilovač LM258 výrobce udává horní mezní frekvenci pro jednotkový přenos  $f_{hoz}=0,7$  MHz, jak je uvedeno v [TEXAS INSTRUMENTS 1976]. Setrvačná časová konstanta bude rovna:

$$T_{OZ} = \frac{1}{2\pi \cdot f_{hoz}} \quad (4.16)$$

Zesílení je dáno zapojením OZ, které bylo realizováno jako neinvertující:

$$K_{OZ} = 1 + \frac{R_2}{R_1} \quad (4.17)$$

Výsledný přenos OZ je možno zapsat ve tvaru:

$$G_{OZ}(s) = \frac{K_{OZ}}{T_{OZ}s + 1} \quad (4.18)$$

Pro použité hodnoty odporů  $R_1 = R_2 = 10 \text{ k}\Omega$  a výše uvedenou horní mezní frekvenci  $f_{hoz} = 0,7$  MHz se dosazením získá přenos (4.19).

$$G_{OZ}(s) = \frac{2}{0,227 \cdot 10^{-6}s + 1} \quad (4.19)$$

### 4.3.3 Snímač polohy

Snímač polohy představuje odporový potenciometr. Jelikož potenciometr je elektrickou součástí tvořenou pouze odporem, objevuje se zde možnost jej z pohledu regulace považovat za zesílení. Přenos regulované soustavy (4.11) byl identifikován a upraven tak, že její výstup odpovídá 0 - 100% vysunutí pístnice pohonu. Poloha pístnice není zde počítaná v procentech, nýbrž jako desetinné číslo, tedy 0 - 1. Na výstupu snímače polohy se ve skutečnosti měří napětí 0 - 10 V, což odpovídá zesílení snímače polohy  $K_{POT} = 10$ .

### 4.3.4 Odporový dělič

Odporový dělič je zařazen před vstup A/D převodníku. V zapojení snižuje hodnotu napětí snímače polohy na hodnotu převeditelnou A/D převodníkem MCU, tedy 0 – 3 V. Jeho aproximace se provádí opět pouze zesílením viz vztah (4.20).

$$G_{DEL}(s) = K_{DEL} = \frac{U_{POT}}{U_{DEL}} \Rightarrow U_{DEL} = U_{POT} \cdot \frac{R_2}{R_1 + R_2} = U_{POT} \cdot K_{DEL} \quad (4.20)$$

Pro hodnoty odporu  $R_1 = 10 \text{ k}\Omega$  a  $R_2 = 5 \text{ k}\Omega$  se získá zesílení děliče:

$$K_{DEL} = 0,33 \quad (4.21)$$

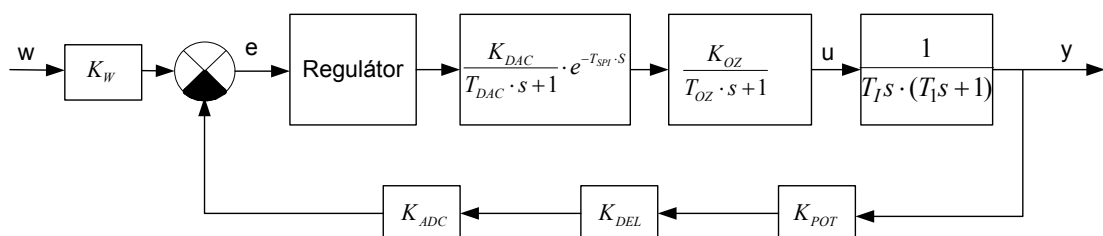
### 4.3.5 Analogově digitální převodník

Analogově digitální převodník převede hodnotu napětí nesoucího informaci o poloze jezdce na digitální hodnotu v podobě 12-ti bitového čísla a uloží jej do datového typu *unsigned integer*. Tedy opět změní hodnotu původního napětí a převede ji na její obraz reprezentující digitální číslo. Převod napětí na digitální hodnotu je možno z pohledu regulačního obvodu charakterizovat opět zesílením podle vztahu (4.22).

$$K_{ADC} = \frac{2^{12} - 1}{U_{DELmax}} = \frac{4095}{3} = 1365 \quad (4.22)$$

#### 4.3.6 Schéma regulačního obvodu s aproximovanými členy

Na obr. 4.7 je možno vidět schéma regulačního obvodu s doplněnými přenosy jednotlivých členů regulačního obvodu. V rámci analýz za účelem navrhnout regulátor pro danou soustavu se ukázalo, že setrvačné přechodové jevy D/A převodníku a OZ jsou několika násobně rychlejší než regulovaná soustava. Tudiž je při návrhu regulátoru můžeme zanedbat. Rychlost jednotlivých přechodových jevů lze porovnat pomocí časových konstant regulované soustavy a ostatních členů obvodu viz tab. 4.1. Zde je jasné vidět, že časové konstanty soustavy jsou v řadech desetin sekundy a časové konstanty ostatních členů v řadech jednotek mikrosekund, což v podstatě znamená, že jejich přechodové jevy při prvních reakcích regulované soustavy budou již v konečném stadiu. Z uvedených důvodů máme možnost setrvačnosti D/A převodníku a operačního zesilovače zanedbat.



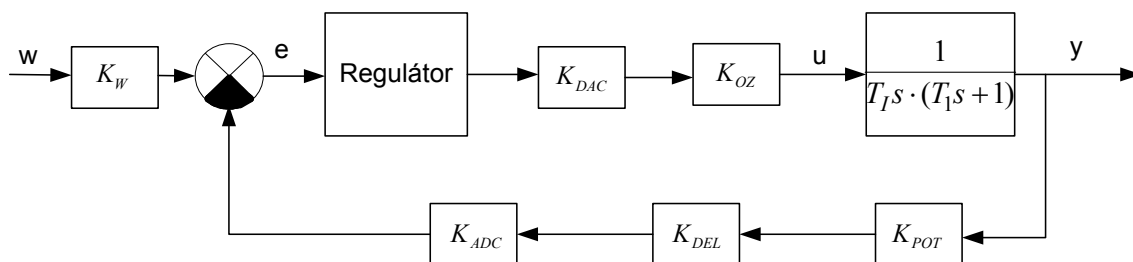
Obr. 4.7 Schéma regulačního obvodu s aproximovanými členy

Tab. 4.1 Porovnání hodnot setrvačných časových konstant

Setrvačné časové konstanty soustavy	Setrvačné časové konstanty zbylých členů
$T_I = 0,28 \text{ s}$	$T_{DAC} = 2,5 \cdot 10^{-6} \text{ s}$
$T_1 = 0,1 \text{ s}$	$T_{SPI} = 1,067 \cdot 10^{-6} \text{ s}$
	$T_{OZ} = 0,227 \cdot 10^{-6} \text{ s}$

Na obr. 4.8 je možno vidět výchozí schéma pro návrh regulátoru. Zobrazené schéma bude následně mírně upraveno z důvodu konstrukčního provedení proporcionálního ventilu. Návrhem regulátoru a úpravou schématu se zabývá následující kapitola.





Obr. 4.8 Výsledné aproximované schéma pro návrh regulačního obvodu

## 4.4 Návrh regulátoru

Návrh regulátoru byl proveden s ohledem na požadavky aplikace. Jelikož zadání zní, že se má jednat o polohové řízení pohonu, vyžaduje se nulový překmit odezvy regulované soustavy. Návrh regulátoru bude proveden pomocí metody *geometrického místa kořenu uzavřeného regulačního obvodu*.

### 4.4.1 Postup návrhu regulátoru

Jelikož regulovaná soustava obsahuje v charakteristickém mnohočlenu jeden setrvačný pól, je jej potřeba v ideálním případě kompenzovat nulou regulátoru. Jako regulátor byl zvolen konvenční regulátor typu PD. Derivační složka regulátoru se ale vyznačuje svými poměrně významnými negativními vlastnostmi, jako jsou zesílení šumu měřeného signálu, vnášení nestabilit a kmitů do průběhu regulované veličiny. Z těchto důvodů bude jako použitý regulátor zvolen tzv. PDT regulátor s filtrací průběhu akční veličiny stanovené derivační složkou regulátoru. Filtr zařazený do přenosu regulátoru odpovídá filtru typu dolní propust. Přenos PDT regulátoru je dán rovnicí (4.23).

$$G_R(s) = Kr \cdot \left( 1 + \frac{T_D \cdot s}{T_f \cdot s + 1} \right) = Kr \cdot \frac{(T_f + T_D) \cdot s + 1}{T_f \cdot s + 1} \quad (4.23)$$

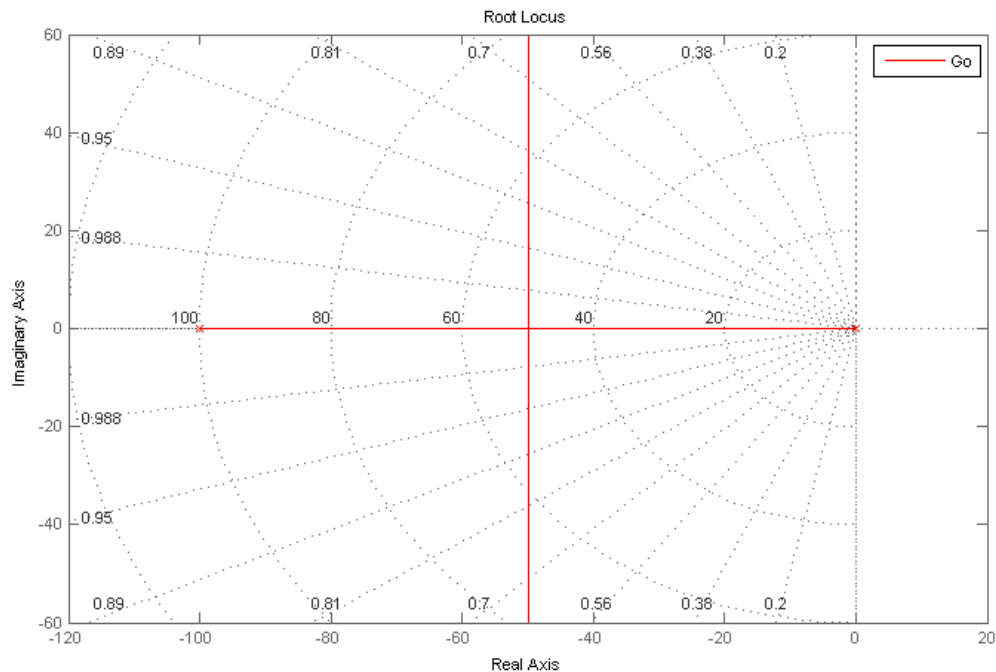
Nyní se vypočte přenos otevřeného regulačního obvodu a časovou konstantu ( $T_f + T_D$ ) se zvolí rovna časové konstantě  $T_1$  regulované soustavy, tedy  $T_1 = T_f + T_D$ . Nula regulátoru se může nyní kompenzovat s pólům regulované soustavy a stanovit přenos otevřeného regulačního obvodu dle vztahu (4.24).

$$\begin{aligned} G_o(s) &= G_R(s) \cdot G_s(s) = Kr \cdot \frac{(T_f + T_D) \cdot s + 1}{T_f \cdot s + 1} \cdot \frac{1}{T_I s \cdot (T_I s + 1)} \\ &= \frac{Kr}{T_I s (T_f s + 1)} \end{aligned} \quad (4.24)$$

Dalším krokem je stanovení přenosu uzavřeného regulačního obvodu viz (4.25).

$$G_{wy}(s) = \frac{G_o(s)}{1 + G_o(s)} = \frac{Kr}{T_I \cdot T_f s^2 + T_I s + Kr} = \frac{M(s)}{N(s)} \quad (4.25)$$

Ze získaného přenosu uzavřeného regulačního obvodu je možno vidět, že se jedná o kmitavý člen se setrvačností druhého řádu. Aby byla splněna podmínka nulového překmitu soustavy, musí mít charakteristická rovnice přenosu uzavřeného regulačního obvodu  $N(s)$  dva reálné, nikoliv komplexní kořeny. Přenosová funkce uzavřeného regulačního obvodu stále obsahuje jeden stavitelný člen a tím je zesílení regulátoru  $K_r$ . Toto zesílení určuje polohu geometrického místa kořenu uzavřeného regulačního obvodu. Pro charakteristický mnohočlen uzavřeného regulačního obvodu  $N(s)$  je možno vykreslit trajektorii polohy pólu uzavřeného regulačního obvodu v závislosti na zesílení regulátoru  $K_r$ . Pro vykreslení trajektorie polohy kořenu pro různá zesílení se s výhodou nabízí použití funkce programu Matlab&Simulink  $rlocus (G_o(s))$ . Výsledná trajektorie je zobrazena na obr. 4.9.



Obr. 4.9 Poloha geometrického místa kořenů uzavřeného regulačního obvodu v závislosti na zesílení regulátoru

Z vykreslené trajektorie s pomocí programu Matlab&Simulink je nyní možné odečíst hodnotu zesílení pro bod trajektorie, kde se z reálných kořenů charakteristického mnohočlenu  $N(s)$  stávají kořeny komplexně sdružené. Tento bod na trajektorii znázorňuje její přechod z vodorovného do kolmého směru. Pro hodnotu zesílení zmiňovaného bodu byla s pomocí programu Matlab&Simulink zjištěna hodnota  $K_r = 2,5$ . V posledním kroku návrhu se následně stanoví váha jednotlivých konstant  $T_D$  a  $T_f$  tak, aby se jejich součet rovnal  $T_1 = T_f + T_D$ . Z hlediska řízení je vhodné, aby časová konstanta filtru byla co nejmenší a zároveň, aby filtr dokázal odfiltrovat skoky akční veličiny na rozumnou mez. Konstanta filtrace byla zvolena  $T_f = 0,01$  s, tedy 10 krát menší než setrvačná časová soustavy  $T_1$ . Pro derivační časovou konstantu regulátoru můžeme z níže uvedeného vztahu (4.26) určit, že  $T_D = 0,09$  s. Konečný přehled navržených parametrů regulátoru je pak zobrazen v tab. 4.2.

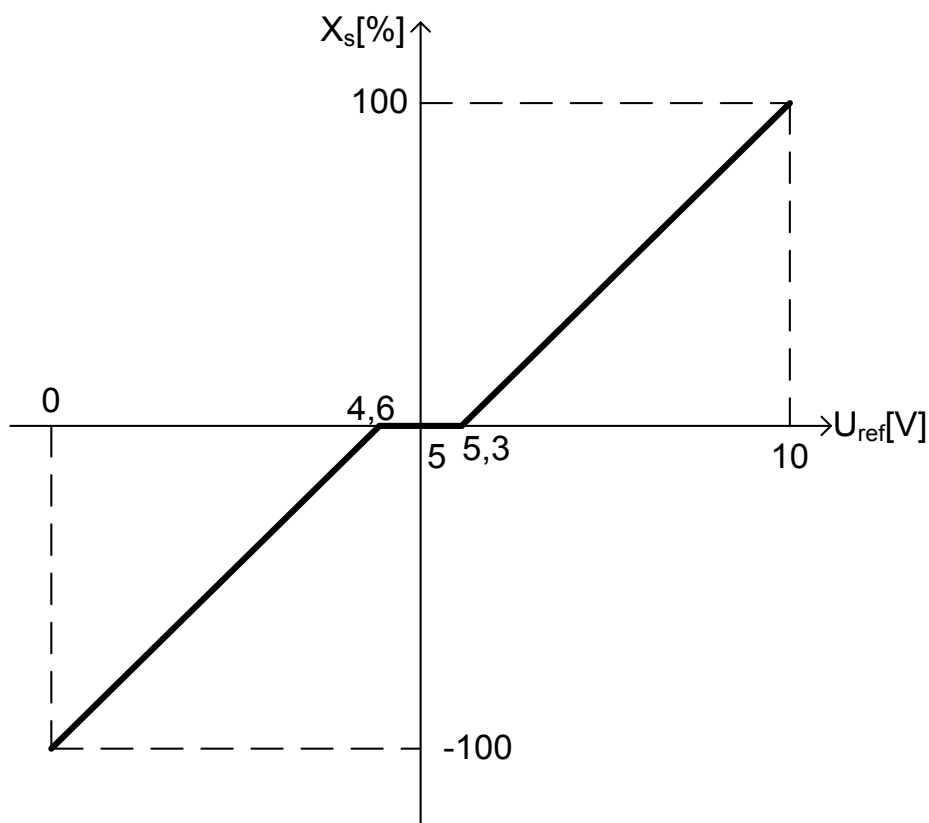
$$T_1 = T_f + T_D \rightarrow T_D = T_1 - T_f = 0,1 - 0,01 = 0,09 \text{ s} \quad (4.26)$$

Tab. 4.2 Navržené parametry regulátoru

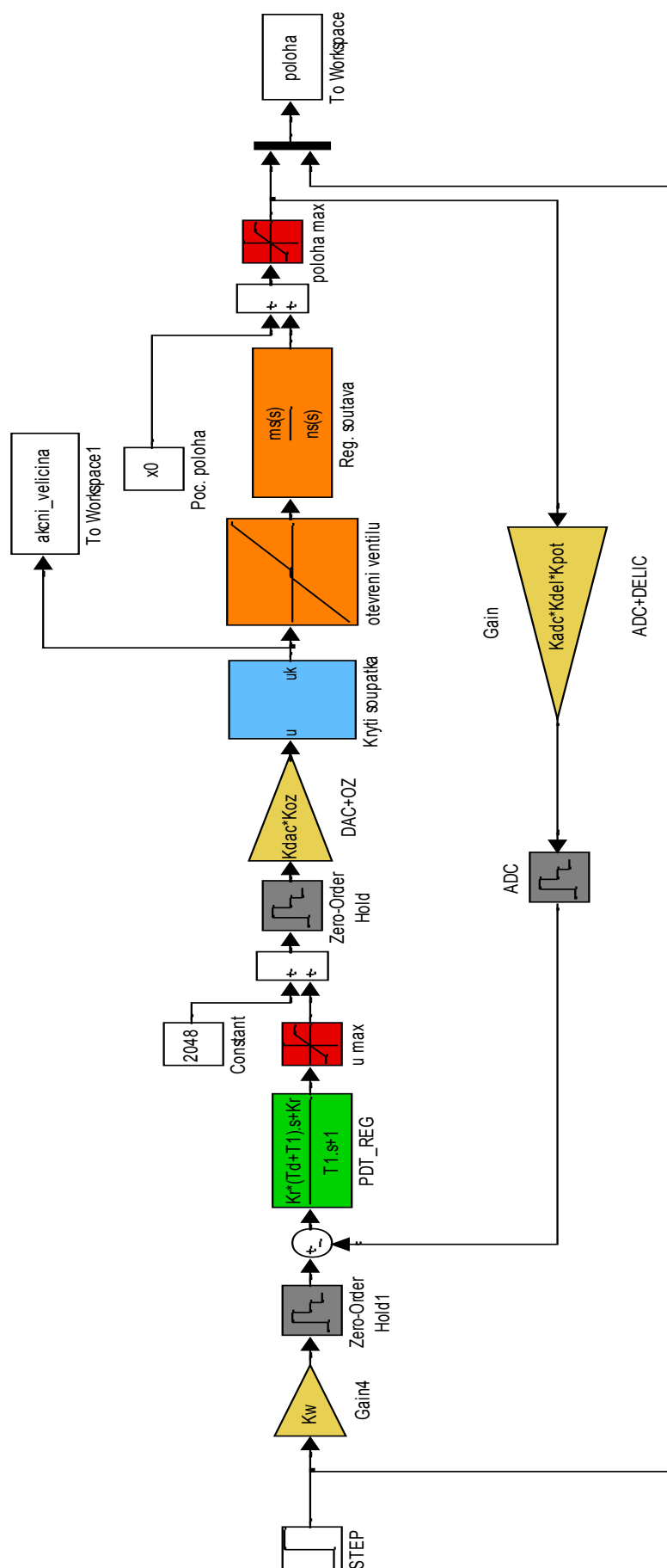
Přenos navrženého regulátoru	Navržené konstanty regulátoru
$G_R(s) = Kr \cdot \left( 1 + \frac{T_D \cdot s}{T_f \cdot s + 1} \right)$	$K_r = 2,5$
	$T_D = 0,09 \text{ s}$
	$T_f = 0,01 \text{ s}$

Pro správnou funkci regulačního obvodu bylo nutno navíc zohlednit několik konstrukčních parametrů proporcionálního ventilu. Řídící logika proporcionálního ventilu je konstruována tak, že při referenčním napětí 5 V se ventil uzavře, což vyžaduje určité úpravy akční veličiny. Veškeré provedené úpravy jsou znatelné z obr. 4.11. Řešení tohoto problému bylo nalezeno pomocí posunutí akční veličiny o polovinu jejího rozsahu. Nyní je při nulové odchylce, tedy nulové akční veličině na výstupu, správné referenční napětí 5 V. Další konstrukční parametr, který musel být zohledněn je skutečnost, že pro kladný směr posuvu jezdce pneumatického pohonu je nutno ventil otevřít referenčním napětím vyšším než 5 V. Pro referenční napětí nižší než 5 V nastane pohyb jezdce v záporném směru. V

simulačním schématu jsou oba konstrukční parametry zohledněny zařazením bloku „look-up table“ a znaménkem plus v sumačním uzlu pro výpočet offsetu akční veličiny. Posledním nepříjemným konstrukčním parametrem je nelinearita vnesená pozitivním krytím šoupátka ventilu. V tomto případě nelinearita způsobuje uzavření ventilu v rozsahu referenčního napětí 4,6 - 5,3 V. Znázornění charakteristiky otevření ventilu se nalézá na obr. 4.10 a jeho vliv je rovněž zahrnut v bloku „look-up table“ v simulačním schématu pro návrh a regulátoru viz obr. 4.11.



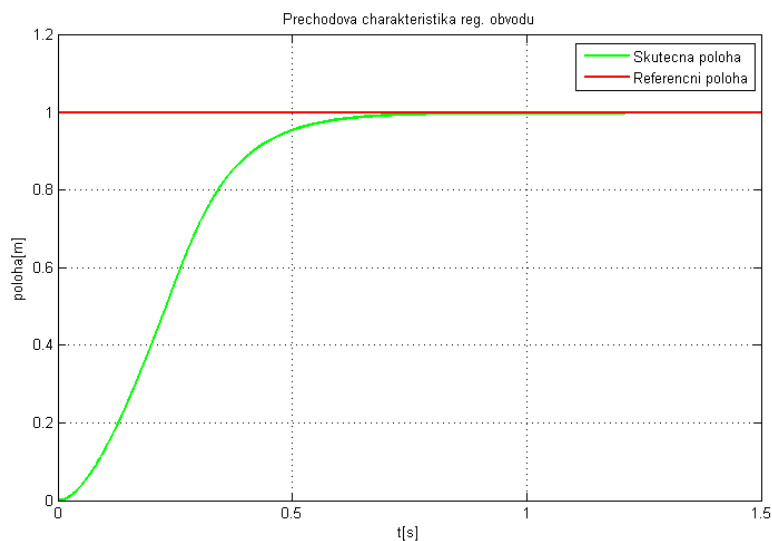
Obr. 4.10 Charakteristika procentuálního otevření ventilu



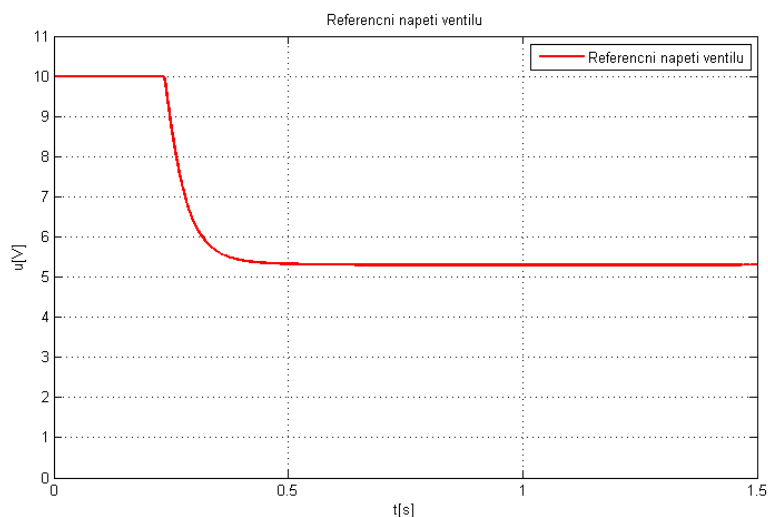
Obr. 4.11 Simulační schéma regulačního obvodu

## 4.5 Verifikace chování navrženého regulátoru

Na níže uvedených průbězích (obr. 4.12 a obr. 4.13) je k nalezení přechodová charakteristika uzavřeného regulačního obvodu pro navržený regulátor. Přechodová charakteristika je bez překmitu což znamená, že polohová regulace má ideální průběh. Dále je vyobrazeno referenční napětí ventilu, které správně začíná na 10 V (plné otevření ventilu) a postupně ventil uzavírá až k hodnotě referenčního napětí 5,3 V, tedy na hranu krytí šoupátka.



Obr. 4.12 Přechodová charakteristika uzavřeného regulačního obvodu



Obr. 4.13 Referenční napětí ventilu pro přechodovou charakteristiku

#### 4.6 Diskretizace přenosu navrženého regulátoru

Za předpokladu dostatečně velké vzorkovací frekvence bylo možné použitý regulátor navrhovat jako spojitý. Podmínka vzorkovací frekvence byla zcela jistě splněna, protože použité MCU umožňuje vzorkovací frekvence v řádech jednotek až desítek kilohertz. Jelikož má být výsledný regulační algoritmus realizován pomocí MCU je nutné jeho přenos diskretizovat a převést jej do formy diferenční rovnice, kterou lze jednoduše implementovat do programu MCU. První krok diskretizace vychází z přenosu navrženého regulátoru (4.27).

$$G_R(s) = Kr \cdot \left( 1 + \frac{T_D \cdot s}{T_f \cdot s + 1} \right) \quad (4.27)$$

S ohledem na dostatečně velkou vzorkovací frekvenci je možné diskretizaci provést pomocí nahrazení Laplaceova operátoru, který představuje derivaci, některým z pravidel pro numerickou diferenci. Vztah (4.28) představuje matematické vyjádření pro zpětnou obdélníkovou diferenci, kterou lze odvodit z definice derivace.

$$s \approx \frac{z - 1}{T \cdot z} \quad (4.28)$$

Poté se do přenosu regulátoru (4.27) dosadí diferenční pravidlo (4.28). Jako výsledek se získá přenos regulátoru (4.29), který je možné dále upravit na tvar (4.30). Ověřením správnosti tohoto postupu je možné provést například pomocí bloku PID regulátoru v programu Matlab&Simulink, který je implementován pomocí totožného přenosu.

$$G_R(z) = Kr \cdot \left( 1 + \frac{T_D \cdot \frac{z - 1}{T \cdot z}}{T_f \cdot \frac{z - 1}{T \cdot z} + 1} \right) \quad (4.29)$$

$$G_R(z) = Kr \cdot \left( 1 + \frac{T_D \cdot \frac{1}{T_f}}{1 + \frac{T}{T_f} \cdot \frac{z}{z - 1}} \right) \quad (4.30)$$

Další úpravou přenosu regulátoru se dospěje na tvar (4.31) s jednotlivými hodnotami koeficientů  $a_1$ ,  $b_1$ , a  $b_0$  podle vztahů (4.32), (4.33) a (4.34).

$$G_R(z) = \frac{b_1 z - b_0}{a_1 z - 1} = \frac{b_1 - b_0 z^{-1}}{a_1 - z^{-1}} = \frac{U(z)}{E(z)} \quad (4.31)$$

$$b_1 = \frac{K_r}{T_f} \cdot (T^2 + T_D) \quad (4.32)$$

$$b_0 = K_r \cdot \left( \frac{T_D}{T_f} + 1 \right) \quad (4.33)$$

$$a_1 = \frac{T}{T_f} + 1 \quad (4.34)$$

Následně v závěrečném kroku se přenos regulátoru (4.31) převede na diferenční rovnici (4.35) a po úpravě také na tvar (4.36).

$$a_1 u_k - u_{k-1} = b_1 e_k - b_0 e_{k-1} \quad (4.35)$$

$$u_k = \frac{b_1}{a_1} e_k - \frac{b_0}{a_1} e_{k-1} + \frac{1}{a_1} u_{k-1} \quad (4.36)$$

Získanou diferenční rovnici je možné poměrně jednoduše implementovat jako součást regulačního algoritmu v podobě posuvného registru. Jednotlivé její členy obsahují kombinace konstant přenosu regulátoru, dále  $e_k$  představuje hodnotu regulační odchylky k aktuálnímu časovému okamžiku,  $e_{k-1}$  hodnotu regulační odchylky z předchozího výpočetního kroku,  $u_k$  hodnotu aktuální akční veličiny a  $u_{k-1}$  hodnotu akční veličiny z předchozího výpočetního kroku.

Obdobným postupem je možné diskretizovat jakýkoliv konvenční regulátor, nebo jakýkoliv spojitý přenos a jednoduše jej naprogramovat. Jediným předpokladem pro tento způsob diskretizace je dodržení dostatečně malé periody výpočetního kroku. Diskretizaci můžeme rovněž provést pomocí pravidel pro dopřednou (4.37) nebo trojúhelníkovou diferenci (4.38).

$$s \approx \frac{z-1}{T} \quad (4.37)$$

$$s \approx \frac{2}{T} \cdot \frac{z-1}{z+1} \quad (4.38)$$



## 4.7 Koncept stavového řízení

Dnes již klasický používaný PID regulátor není jediným možným řešením jak dosáhnout polohového řízení řešené úlohy. Jedním z konceptů moderní teorie automatického řízení se jeví řízení stavové. Pro jeho návrh je zapotřebí požadovaný stavový model, který není v případě pneumatiky jednoduché analytickou cestou získat, protože obsahuje několik nelineárních funkcí a pro určitou věrohodnost modelu musí zohlednit také termodynamické změny probíhající v pneumatickém obvodu.

Jednou z možností vyhnutí se analytické identifikaci modelu je přepis dříve identifikované přenosové funkce soustavy (4.39) na některý z kánonických tvarů stavových modelů. Jelikož má být pozdější řízení realizováno diskrétně pomocí MCU další práce bude probíhat s diskretizovaným přenosem pomocí tvarovače prvního řádu dle vztahu (4.40).

$$G_s(s) = \frac{1}{0,2801s \cdot (0,1s + 1)} = \frac{1}{T_I s \cdot (T_1 s + 1)} \quad (4.39)$$

$$\begin{aligned} G_s(z) &= \frac{z-1}{z} Z \left\{ L^{-1} \left\{ \frac{G_s(s)}{s} \right\} \right\}_{t=kT} = \frac{b_1 z + b_0}{z^2 + a_1 z + a_0} \\ &= \frac{b_1 + b_0 z^{-1}}{1 + a_1 z^{-1} + a_0 z^{-2}} \\ &= \frac{17,79 \cdot 10^{-5} + 17,73 \cdot 10^{-5} z^{-1}}{1 - 1,99 z^{-1} + 0,99 z^{-2}} \end{aligned} \quad (4.40)$$

Nyní přenos systému (4.40) je možné přepsat do některého z kanonických tvarů stavových modelů. Z důvodu pozdějšího návrhu stavového regulátoru se s výhodou nabízí kánonický tvar řízení. Pro přehlednost znázorněného postupu budou koeficienty přenosu značeny jejich obecnými symboly  $a_0$ ,  $a_1$  atd. V případě jejich dosazení je možné získat konkrétní číselné hodnoty jednotlivých výsledků.

Přepis přenosu soustavy do kanonického tvaru řízení se definuje vztahem (4.41) nebo (4.42). Nezbytnou součástí dalších kroků výpočtu stavového regulátoru je stanovení matice řiditelnosti  $\mathbf{Q}_s$  (4.43) a rovněž její inverze (4.44). Možnost stanovení inverze matice  $\mathbf{Q}_s$  vypovídá rovněž o řiditelnosti systému. V případě nulové hodnoty determinantu matice  $\mathbf{Q}_s$  z ní inverzi stanovit nelze a systém se tak stává neřiditelným.

Pro návrh stavového regulátoru se nejprve určí póly uzavřeného regulačního obvodu v závislosti na navrhovaném chování řízení a rovněž požadovaná charakteristická rovnice přenosu uzavřeného regulačního obvodu viz (4.45). Pomocí vhodné volby pólu uzavřeného regulačního obvodu můžeme dosáhnout různých tvarů přechodových charakteristik, jelikož tato úloha realizuje polohovou regulaci, je póly nutno zvolit reálné kladné z intervalu  $\langle 0,1 \rangle$ , aby nedocházelo k překmitu v průběhu regulace.

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_{k+1} &= \mathbf{A} \cdot \mathbf{x}_k + \mathbf{b} \cdot u_k \\ y_k &= \mathbf{c}^T \cdot \mathbf{x}_k \end{aligned} \quad (4.41)$$

$$\begin{aligned} \mathbf{x}_{k+1} &= \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -a_0 & -a_1 \end{bmatrix} \cdot \mathbf{x}_k + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \cdot u_k \\ y_k &= [b_0 \quad b_1] \cdot \mathbf{x}_k \end{aligned} \quad (4.42)$$

$$\mathbf{Q}_s = [\mathbf{b} \quad \mathbf{A} \cdot \mathbf{b}] = \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ 1 & -a_1 \end{bmatrix} \quad (4.43)$$

$$\mathbf{Q}_s^{-1} = \begin{bmatrix} a_1 & 1 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} q_1^T \\ q_2^T \end{bmatrix} \quad (4.44)$$

$$(z - \gamma_1) \cdot (z - \gamma_2) = z^2 + a_1^* z + a_0^* \quad (4.45)$$

Nyní se z Akrmanovy formule navrhnou parametry stavového regulátoru (4.47) dle vztahů (4.46).

$$\mathbf{r}^T = \mathbf{q}_2^T \cdot (a_0^* \cdot \mathbf{I}_2 + a_1^* \cdot \mathbf{A} + \mathbf{A}^2) \quad (4.46)$$

$$\mathbf{r}^T = [r_1 \quad r_2] \quad (4.47)$$

Stavový regulátor potřebuje pro svou správnou funkci znát průběhy jednotlivých stavových veličin systému, které při převodu přenosové funkce na kanonický tvar řízení nemusí odpovídat fyzikálním měřitelným veličinám, ale mohou mít pouze matematický význam. Průběhy jednotlivých stavových veličin je možné v případě jejich fyzikální podstaty získat měřením. To znamená, že při analytickém modelování pneumatického pohonu by stavové veličiny odpovídaly jednotlivým tlakům v komorách pneumatického válce, poloze jezdce a poloze šoupátka ventilu. Jelikož stavové veličiny použité v tomto případě mají pouze matematický význam a jejich průběhy nejsou měřitelné, získáme je pomocí stavového pozorovatele, který představuje stejný stavový model jako kanonický

tvár řízení diskretizovaného přenosu s tím rozdílem, že je doplněn o tzv. vektor korekce  $\mathbf{l}$ . Vektor korekce se stanoví opět pomocí Akmanovy formule ve tvaru dle rovnice (4.53). Při návrhu pozorovatele se vychází ze stavového modelu pozorovatele stavů (4.48). V dalším kroku se stanoví matice pozorovatelnosti  $\mathbf{Q}_b$  (4.50) a její inverze (4.51). Následně se dopočte vektor korekce  $\mathbf{l}$  dle vztahu (4.52) a (4.53), kde póly pozorovatele se volí 2 – 5 rychlejší než póly regulované soustavy [Konigorski 2012]. Pokud by inverzi matice  $\mathbf{Q}_b$  nebylo možné stanovit, systém se stává nepozorovatelným.

$$\begin{aligned}\tilde{\mathbf{x}}_{k+1} &= \mathbf{A} \cdot \tilde{\mathbf{x}}_k + \mathbf{b} \cdot u_k + \mathbf{l} \cdot (y_k - \tilde{y}_k) \\ \tilde{y}_k &= \mathbf{c}^T \cdot \tilde{\mathbf{x}}_k\end{aligned}\tag{4.48}$$

$$\begin{aligned}\tilde{\mathbf{x}}_{k+1} &= \begin{bmatrix} 0 & 1 \\ -a_0 & -a_1 \end{bmatrix} \cdot \tilde{\mathbf{x}}_k + \begin{bmatrix} 0 \\ 1 \end{bmatrix} \cdot u_k + \begin{bmatrix} l_1 \\ l_2 \end{bmatrix} \cdot (y_k - \tilde{y}_k) \\ y_k &= [b_0 \quad b_1] \cdot \tilde{\mathbf{x}}_k\end{aligned}\tag{4.49}$$

$$\mathbf{Q}_b = \begin{bmatrix} \mathbf{c}^T \\ \mathbf{c}^T \cdot \mathbf{A} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} b_0 & b_1 \\ -a_0 b_1 & b_0 - a_1 b_1 \end{bmatrix}\tag{4.50}$$

$$\mathbf{Q}_b^{-1} = \frac{1}{b_0^2 + a_0 b_1 - a_1 b_0 b_1} \begin{bmatrix} b_0 - a_1 b_1 & -b_1 \\ a_0 b_1 & b_0 \end{bmatrix} = [\tilde{\mathbf{q}}_1 \quad \tilde{\mathbf{q}}_2]\tag{4.51}$$

$$(z - \alpha_1) \cdot (z - \alpha_2) = z^2 + \tilde{a}_1^* z + \tilde{a}_0^*\tag{4.52}$$

$$\mathbf{l} = (\tilde{a}_0^* \cdot \mathbf{I}_2 + \tilde{a}_1^* \cdot \mathbf{A} + \mathbf{A}^2) \cdot \tilde{\mathbf{q}}_2\tag{4.53}$$

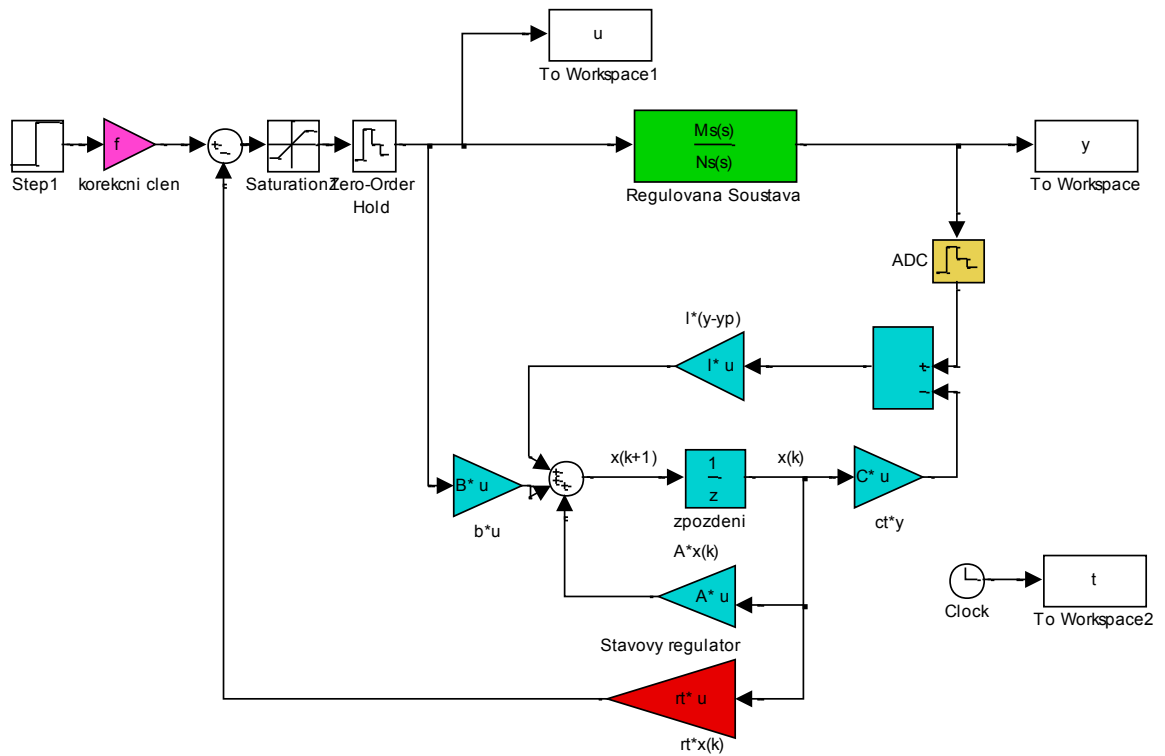
$$\mathbf{l} = \begin{bmatrix} l_1 \\ l_2 \end{bmatrix}\tag{4.54}$$

Na základě separačního teorému a za předpokladu, že model použitý pro návrh stavového pozorovatele a skutečný model stavový model systému si odpovídají, je možné navrhovat stavový regulátor a stavového pozorovatele odděleně, aniž by se je jejich působení pak jakkoliv navzájem ovlivňovaly [Konigorski 2012].

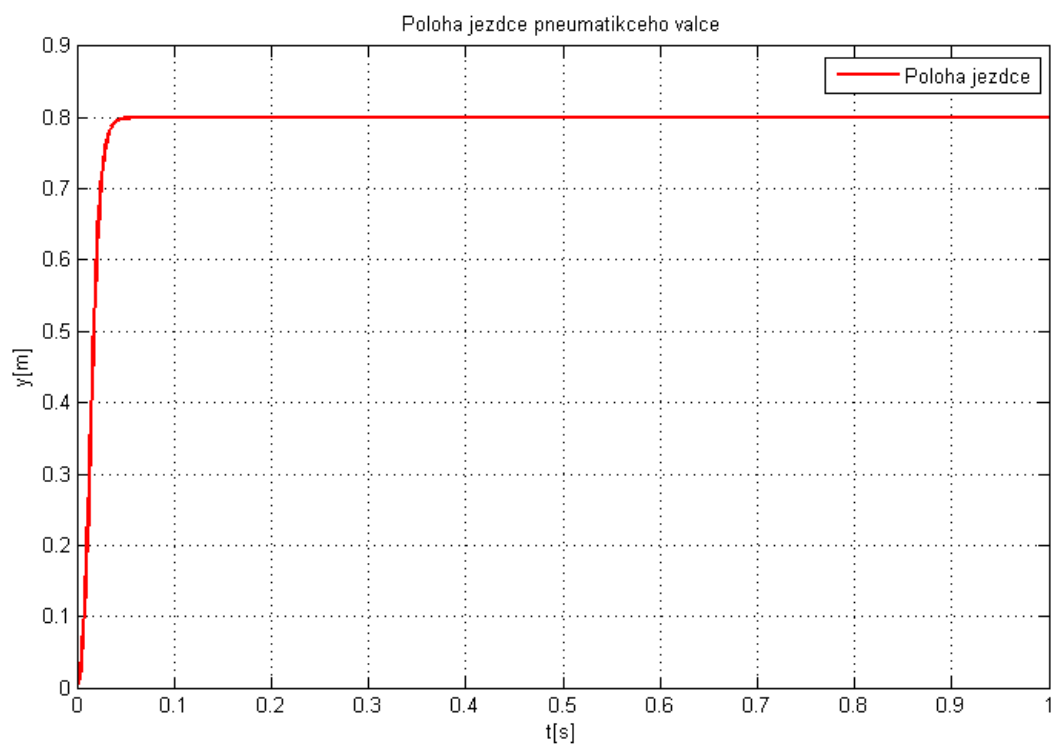
Posledním krokem v návrhu stavového řízení je stanovení tzv. korekčního členu dle (4.55). Jelikož stavový regulátor realizuje pouze proporcionální člen, nemusí být vždy dosaženo nulové trvalé regulační odchylky a stacionární přesnosti. Z těchto důvodů vzniká potřeba umístit na vstup regulačního obvodu tzv. korekční člen.

$$f = \frac{1}{G_r(1)} = [\mathbf{c}^T \cdot (\mathbf{I}_2 - \mathbf{A} + \mathbf{b} \cdot \mathbf{r}^T)^{-1} \cdot \mathbf{b}]^{-1} \quad (4.55)$$

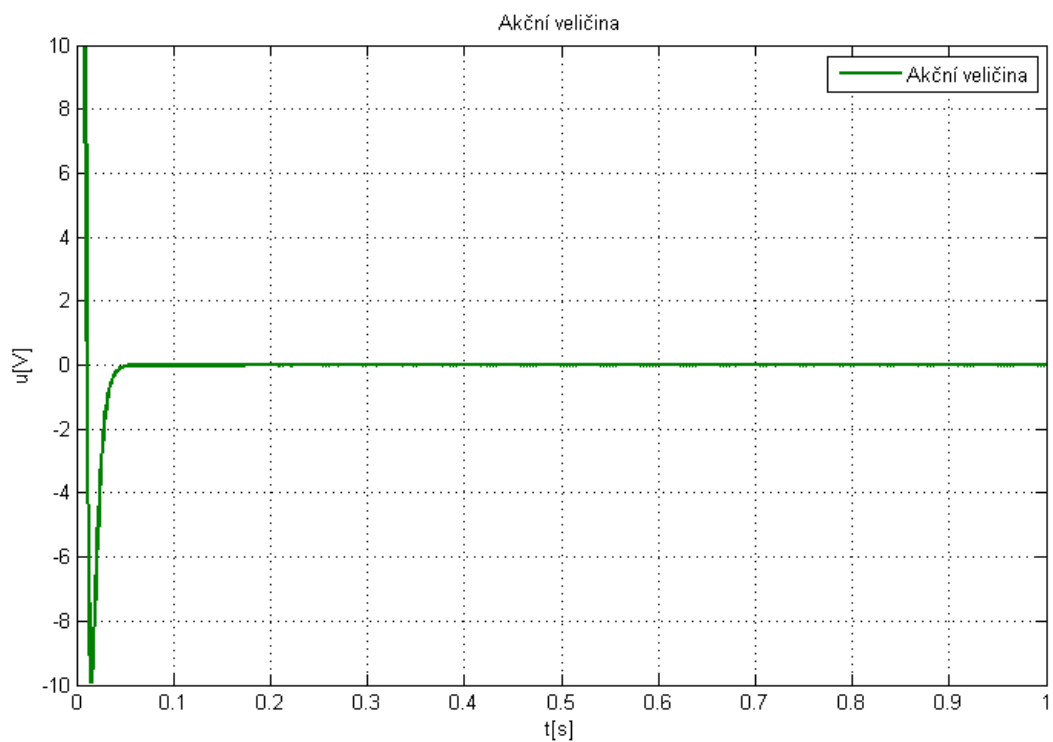
Celkový návrh stavového řízení byl na závěr ověřen pomocí simulačního modelu, který je vyobrazen na obr. 4.14. Rovněž průběh polohy jezdce jako regulované veličiny můžeme vidět z obr. 4.15 a zároveň také potřebnou akční veličinu z obr. 4.16.



Obr. 4.14 Simulační model stavového řízení



Obr. 4.15 Průběh regulace s použitím stavového řízení



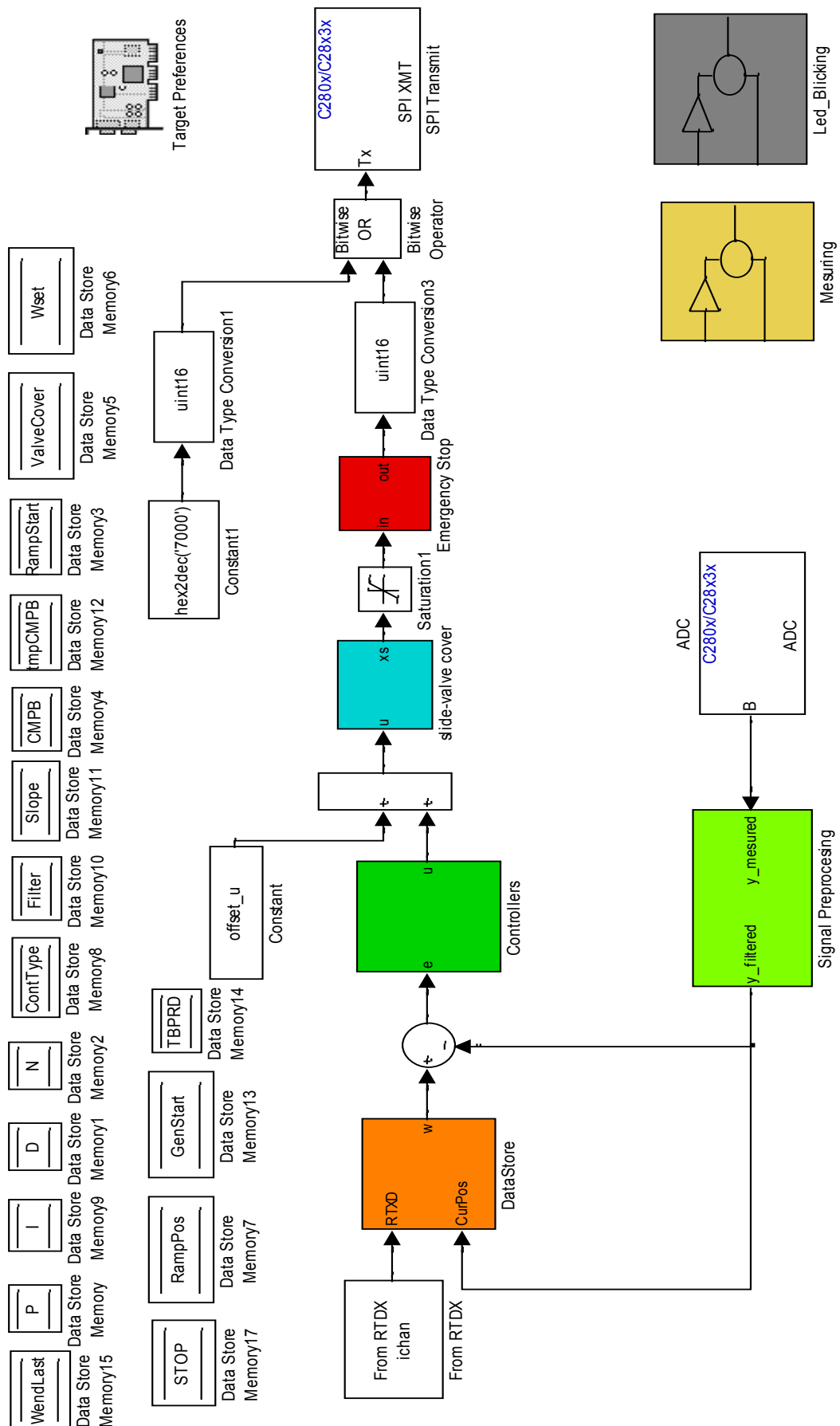
Obr. 4.16 Průběh akční veličiny s použitím stavového řízení

Problémem vyskytujícím se v návrhu stavového řízení a také důvodem proč nebylo experimentálně ověřeno na reálném zařízení, je tvar průběhu jeho akční veličiny. Jak je vidět z obr. 4.16 akční veličina nabývá v průběhu regulace jak kladných, tak záporných hodnot referenčního napětí otevření ventilu, což na reálném zařízení není možné. Při pokusu ošetřit konstrukční parametry ventilu tak, jako tomu je při návrhu konvenčního regulátoru z obr. 4.11, regulační obvod se stavovým regulátorem nevykazoval dobré požadované vlastnosti. Jeho ověření bylo tedy provedeno pouze pomocí simulačního experimentu.

## **5 Implementace regulačního algoritmu**

Funkce navrženého regulačního algoritmu PDT regulátoru byla prakticky ověřena v podobě její implementace na dříve popsané MCU. Samotná implementace se může provést několika různými cestami, např. vytvořením regulačního algoritmu v programovacím jazyce C. V rámci této práce byl regulační algoritmus ovšem vytvořen pomocí programu Matlab&Simulink a jeho doplňku Embedded Coder Toolbox. Ten je schopen z vytvořeného simulačního modelu vytvořit projekt pro vývojové prostředí Code Composer Studio s vygenerovaným C kódem simulačního modelu. Vytvořený projekt pak jen stačí zkompilovat a nahrát do paměti MCU. Vytvořené simulační schéma pro generování kódu je zobrazeno na obr. 5.1.

Simulační model je složen z několika hlavních bloků obsahujících rovněž několik dalších subsystémů. Tvorba simulačního modelu pomocí subsystémů byla zvolena z důvodu přehlednosti modelu. Jednotlivé vnitřní struktury subsystémů je možno z důvodu jejich rozsáhlosti nalézt na přiloženém CD v rámci vytvořeného modelu.



Obr. 5.1 Simulační model pro generování kódu

## 5.1 Popis funkce programu

Algoritmus vždy začíná přijetím povelu z nadřazené úrovně řízení, kterou v tomto případě představuje jakýkoliv počítač se spuštěným rozhraním pro ovládání algoritmu. Rozhraní pro ovládání regulace bude popsáno v další kapitole.

Přijatá zpráva z PC se skládá z pole dvou hodnot, kde první hodnota signalizuje jakou úlohu má algoritmus provádět a druhá pak samotná data, nebo hodnotu referenční polohy. Celková rozhodovací struktura je uložena v subsystému „*Data Store*“ viz obr. 5.1. Jinými slovy subsystém „*Data Store*“ rozhodne na základě přijaté zprávy, zda se nastaví parametry regulátoru, změní se struktura regulátoru, spustí se měření hodnot polohy jezdce a tlaků v jednotlivých komorách pneumatického válce, nebo zda bude mít žádaná hodnota pro regulační obvod skokový či rampový průběh.

Po nastavení určité referenční žádané polohy algoritmus vždy změří pomocí A/D převodníku hodnotu skutečné polohy a provede výpočet regulační odchylky. Hodnota skutečné odchylky změřená pomocí A/D převodníku může být rovněž filtrovaná pomocí FIR filtru typu klouzavý průměr. Zmíněná filtrace je ukryta v subsystému „*Signal Processing*“. Zda má být filtrace měřené hodnoty použita či ne, může uživatel nastavit pomocí rozhraní pro ovládání. Následně po výpočtu regulační odchylky se její hodnota předá algoritmu regulátoru a na jejím základě je stanovena hodnota akční veličiny. V případě regulátoru má uživatel opět možnost pomocí rozhraní pro ovládání zvolit strukturu regulátoru, kde kromě navrženého PTD regulátoru jsou doprogramovány i další typy konvenčních regulátorů. Celková rozhodovací struktura určující, který typ regulátoru se použije a zároveň zajišťující výpočet akční veličiny, je schována v subsystému „*Controllers*“.

V dalším kroku, když je již stanovena hodnota akčního zásahu, se musí následně zohlednit konstrukční parametry ventilu, tedy posunout akční zásah o určitý offset. Posunutím akční veličiny se dosáhne uzavření ventilu pro hodnotu výstupního napětí 5 V. Pro hodnotu 5 – 10 V pak otevření proporcionálního ventilu na jednu stranu a pro hodnotu 0 – 5 V na stranu druhou. Dalším krokem je zohlednění pozitivního krytí šoupátka, což se docílí pomocí subsystému „*Valve Cover*“.

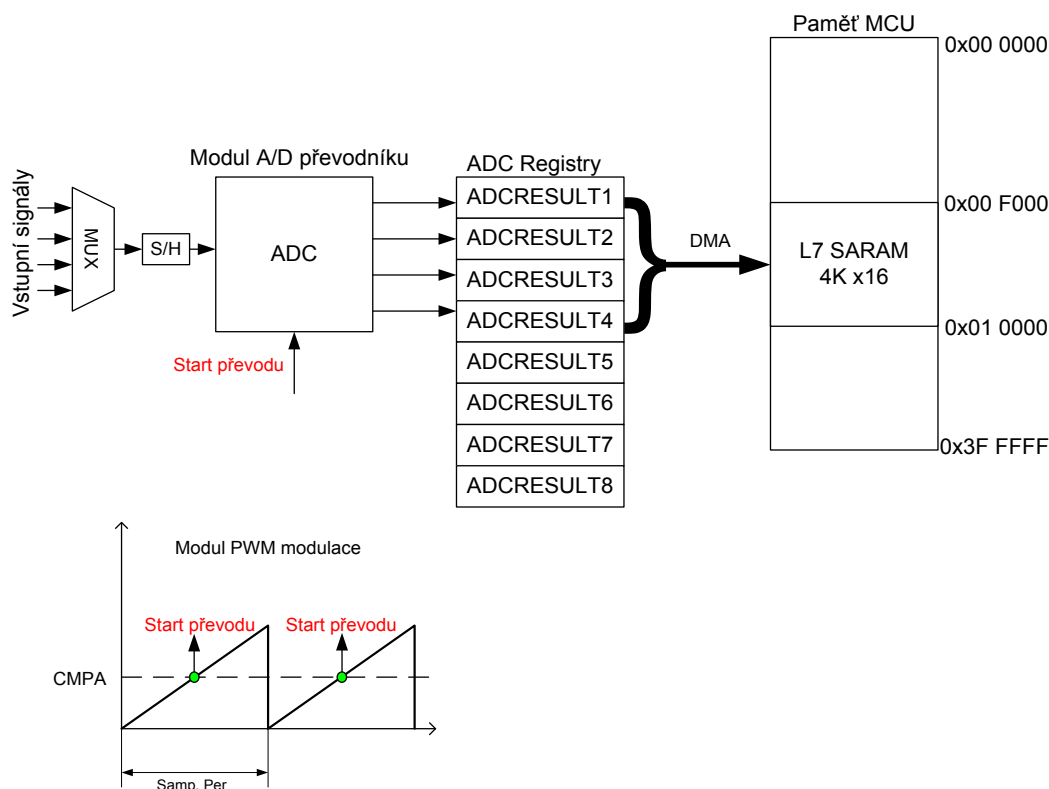
Jako konečná operace výpočetního algoritmu se provede doplnění datového slova o horní čtveřici bitů signalizujících, že má vypočtená hodnota akční veličiny být převedena pomocí externího D/A převodníku a jeho modulu A. Následně je celé datové slovo o délce



16 bitů posláno přes sériové komunikační rozhraní SPI modulu D/A převodníku. Zmíněný D/A převodník obsahuje ve skutečnosti dva moduly (modul A a modul B), z tohoto důvodu je nutné 12 bitovou hodnotu pro převod na analogové napětí navíc dovybavit, jak již bylo zmíněno, o horní 4 bity celkem 16 bitového slova posílaného přes SPI, které specifikují interní nastavení a použití modulu A D/A převodníku. Po odeslání hodnoty přes rozhraní SPI se celý algoritmus opakuje znovu a je takto cyklicky vykonáván co 1 ms.

## 5.2 Měření hodnot

Další funkcí algoritmu, která nebyla zmíněna v předchozím popisu, je měření a záznam časových průběhů polohy jezdce, systémového tlaku a tlaků v obou komorách pneumatického válce. K měření jsou využity hardwarové periferie MCU a modul DMA řadiče, tudíž měření v rámci jeho vykonání zatěžuje výpočetní jádro MCU pouze minimálně. Principiální schéma provedení měření jednotlivých hodnot je vyobrazeno na obr. 5.2 a jeho průběh bod po bodu popsán níže.



Obr. 5.2 Použitý princip měření hodnot polohy a tlaků

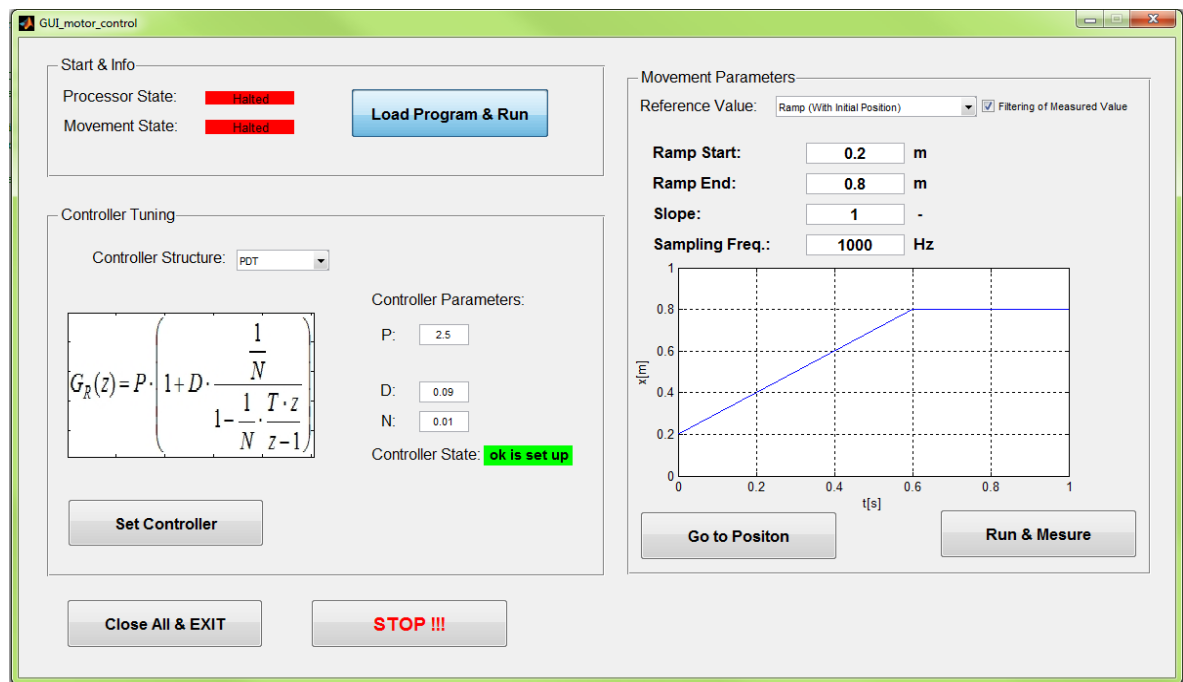
**Průběh měření:**

- 1) Uživatel zadá pomocí rozhraní pro ovládání hodnoty vzorkovací frekvence měření a žádané polohy. Zadaná hodnota vzorkovací frekvence je převedena na hodnotu periody čítače modulu PWM modulace a předá se pro generování pilového průběhu referenčního signálu PWM modulace viz obr. 5.2.
- 2) Pokaždé když čítač modulu PWM dosáhne hodnoty *CMPA* je vyvolána událost, která spustí převod A/D převodníku. Důležité je zde, že spuštění převodu proběhne vždy hardwarově bez jakéhokoli zásahu CPU.
- 3) Po změření všech měřených hodnot (v našem případě tlaků a polohy) jsou výsledky uloženy v registrech A/D převodníku „*ADCRESULT 1 - 4*“ přeneseny pomocí DMA řadiče do paměti MCU viz obr. 5.2.
- 4) Následně při příchodu další události spuštění převodu proběhne postup měření zcela identicky, ale naměřené hodnoty DMA řadič zapíše do paměti MCU za hodnoty z předchozího měření.
- 5) Po naměření 1000 hodnot z každého vstupního signálu je vygenerováno DMA řadičem přerušení, které měření ukončí.

Výše popsany postup měření je unikátní v tom, že celou dobu se provádí bez jediného zásahu výpočetního jádra MCU, které má tak dostatek výpočetního výkonu pro algoritmus regulace. Proces měření je výpočetním jádrem pouze spuštěn a po vygenerování přerušení od DMA řadiče opět zastaven. Nevýhodou postupu je poměrně malá vnitřní paměť MCU, která stačí na zápis 4000 hodnot, 1000 hodnot z každého průběhu. Délku měření je možné ovšem měnit pomocí přestavení vzorkovací frekvence, tedy změnou periody čítače modulu PWM modulace, který spouští jednotlivá měření.

**5.3 Rozhraní pro ovládání**

K samotnému regulačnímu algoritmu bylo rovněž vyvinuto rozhraní pro jeho ovládání, měření a vykreslování naměřených hodnot. Jeho vzhled je možno vidět na obr. 5.3 a popis funkce jeho jednotlivých prvků pak v tab. 5.1.



Obr. 5.3 Rozhraní pro ovládání řídicího algoritmu

Tab. 5.1 Popis jednotlivých ovládacích prvků

Název ovládacího prvku	Funkce ovládacího prvku
Load Program & Run	Inicializuje komunikaci MCU s PC a spustí regulační algoritmus. Pohon se automaticky inicializuje do výchozí pozice.
Controller Structure	Možnost zvolit různé typy regulátorů. Jejich struktura je vždy zobrazena v okně níže. Dostupné typy regulátorů: P, PI, PD, PDT, PID, PIDT. Změnu nutno potvrdit pomocí tlačítka <b>Set Controller</b> .
Controller State	Indikace zda zvolená struktura regulátoru je nastavená také v MCU.
P	Velikost proporcionální složky.
I	Velikost integrační časové konstanty.
D	Velikost derivační časové konstanty.
N	Velikost časové konstanty filtru derivační složky.
Set Controller	Nastaví požadovaný kontrolér v MCU. Nutno každou změnu kontroléru potvrdit tímto tlačítkem.
Reference Value	Typ žádané hodnoty pro regulaci. Dostupné jsou: skok, rampová reference s počáteční pozicí a rampová reference start s aktuální pozice.

Filtering of Measured Value	Zaškrtnutí nastaví použití filtrace měřené hodnoty aktuální polohy.
Ramp Start	Počáteční poloha rampové reference.
Ramp End	Koncová poloha rampové reference.
Slope	Stoupání rampové reference. Část se stoupáním rampového referenčního signálu je počítána s rovnice přímky. $Ramp = Slope \cdot t + Ramp\ Start$
Sampling Freq.	Hodnota vzorkovací frekvence pro měření a záznam hodnot.
Go to Position	Spustí regulaci s respektováním zvoleného referenčního signálu.
Run & Measure	Spustí regulaci s respektováním zvoleného referenčního signálu a navíc provede měření se zvolenou vzorkovací frekvencí. Následně hodnoty z paměti MCU vyčte a vykreslí jejich grafické průběhy v čase.
STOP !!!	Nouzový stop pohybu. Po použití je pohyb nutno znovu spustit pomocí <b>Go to Position</b> nebo <b>Run &amp; Measure</b> .
Close All & Exit	Ukončí komunikaci s MCU a běh ovládacího rozhraní.

## 6 Test chování navrženého řízení

V následující kapitole jsou popsány výsledky testu chování navrženého řídicího algoritmu. Testy byly provedeny pro v kapitole 4.4 *Návrh regulátoru* navržený PDT regulátor a rovněž pro konvenční regulátory typu PI a PIDT, aby bylo možné kvalitu regulace porovnat. Jako referenční signály pro jednotlivé testy byly použity skoková změna referenční hodnoty, rampový signál s pomalejším stoupáním a závěrem rampový referenční signál s rychlejším stoupáním.

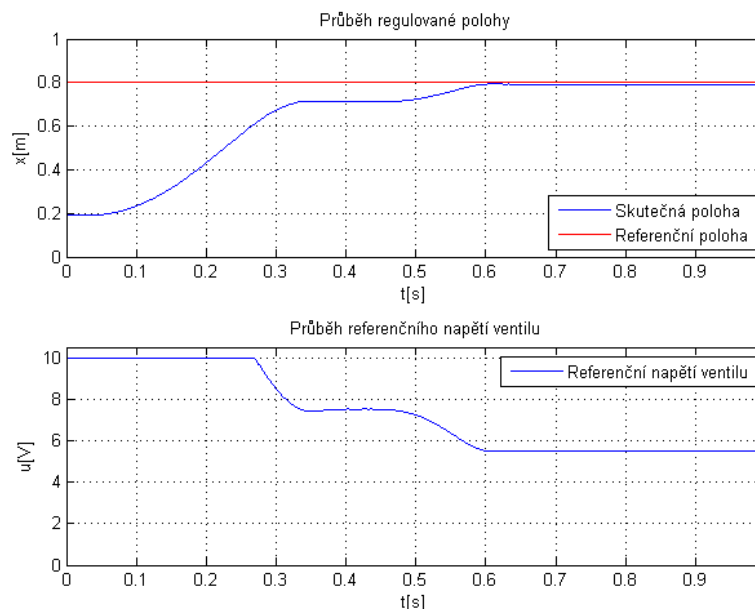
### 6.1 Referenční signál v podobě skokové změny

Následující grafické průběhy byly naměřeny jako odezva na skokovou změnu referenčního signálů. Na obr. 6.1 je vyobrazena odezva na vstupní skokový signál pro navržený PDT regulátor. Z odezvy je vidět, že v průběhu regulace se jezdec pohonu na určitou chvíli zastaví a poté dojede na požadovanou polohu. Tento efekt je pravděpodobně způsoben stlačitelností pracovního média, tedy vzduchu. Na začátku je tlak vzduchu v obou komorách pneumatického válce relativně malý. Po otevření ventilu dojde k průniku pracovního média do jedné z komor pneumatického válce, jezdec se začne pohybovat a vzduch v obou komorách je stlačován. V jedné z komor je to způsobeno

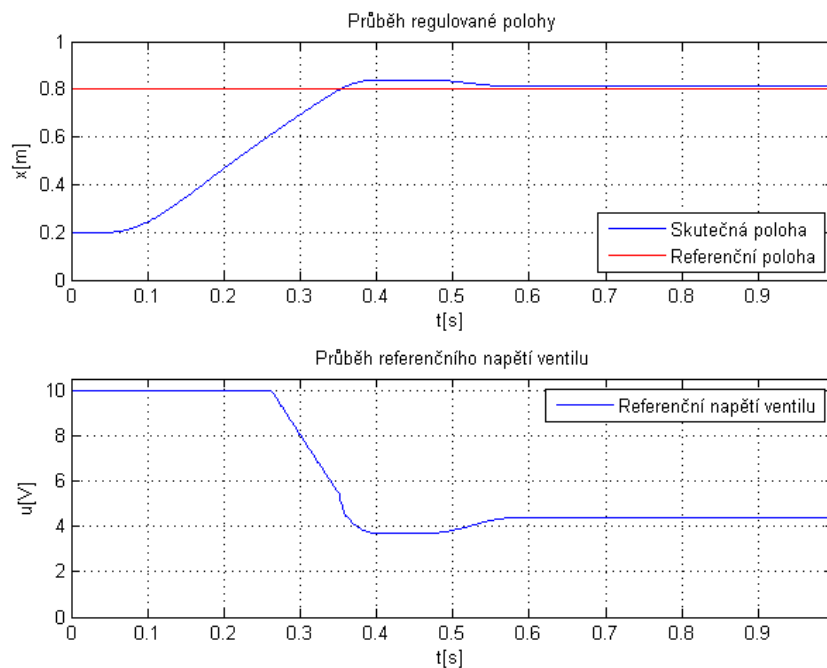
přisunem nového vzduchu a druhá je stlačována pohybem jezdcy a prouděním vzduchu z komory přes hranu šoupátka ventilu. V určité chvíli dojde k vyrovnání tlaků v obou komorách pneumatického válce a pohon se na malý okamžik zastaví. Průběh systémového tlaku a tlaků v jednotlivých komorách je možno nalézt v příloze A na obr. a.1. Jinak tvar přechodové charakteristiky odpovídá navrženému z obr. 4.12, tedy je bez překmitu a stacionární přesnost je rovněž dosažena s určitou tolerancí.

Z pohledu provozních podmínek je naměřený průběh dostačující. V případě, že umístěný pohon by měl být součástí např. výrobní linky a převážel by výrobky z jednoho stanoviště na druhé je průběh regulace vyhovující. Hlavní aspekt v tomto případě představuje konečná přesnost regulace na požadovanou polohu. V případě navrženého regulačního algoritmu byla experimentálně stanovena opakovaná přesnost regulace na  $\pm 10$  mm, což činí chybu 2 % z pracovního rozsahu použitého pneumatického válce.

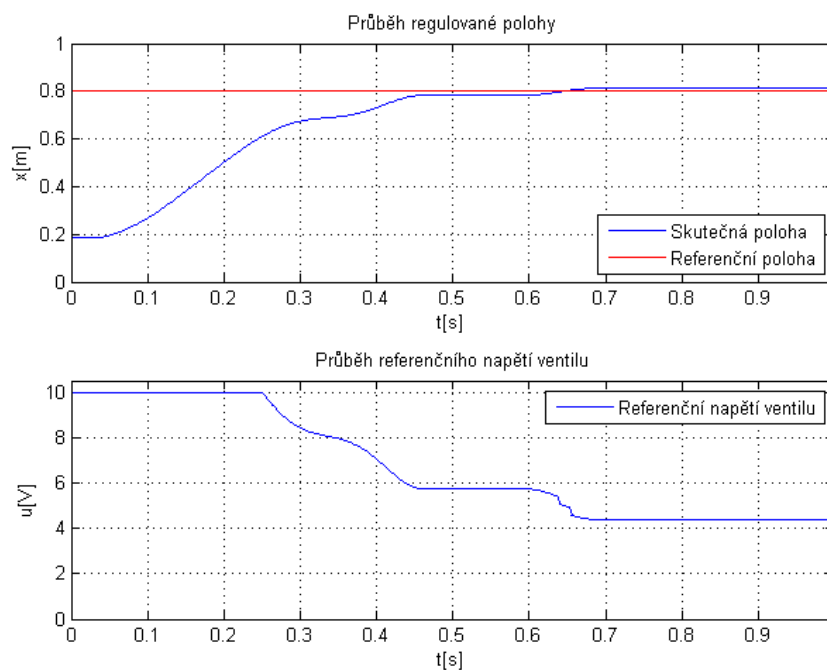
Na obr. 6.2 je vyobrazena odezva pohonu opět na skokový referenční signál, ale tentokrát s použitím PI regulátoru. Jak je z naměřeného průběhu vidět, přechodová charakteristika má určitý překmit, což je pro většinu aplikací s polohovou regulací nevhodné. Na druhou stranu vymizelo zde zastavení pohonu v průběhu regulace, tak jako tomu je na obr. 6.1. Použití PI regulátoru, jak se ukáže u později naměřených průběhů, ale není pro tento typ polohového řízení vhodné.



Obr. 6.1 Průběh polohy a referenčního napětí ventilu s použitím PDT regulátoru a referenčním signálem v podobě skoku



Obr. 6.2 Průběh polohy a referenčního napětí ventilu s použitím PI regulátoru a referenčním signálem v podobě skoku

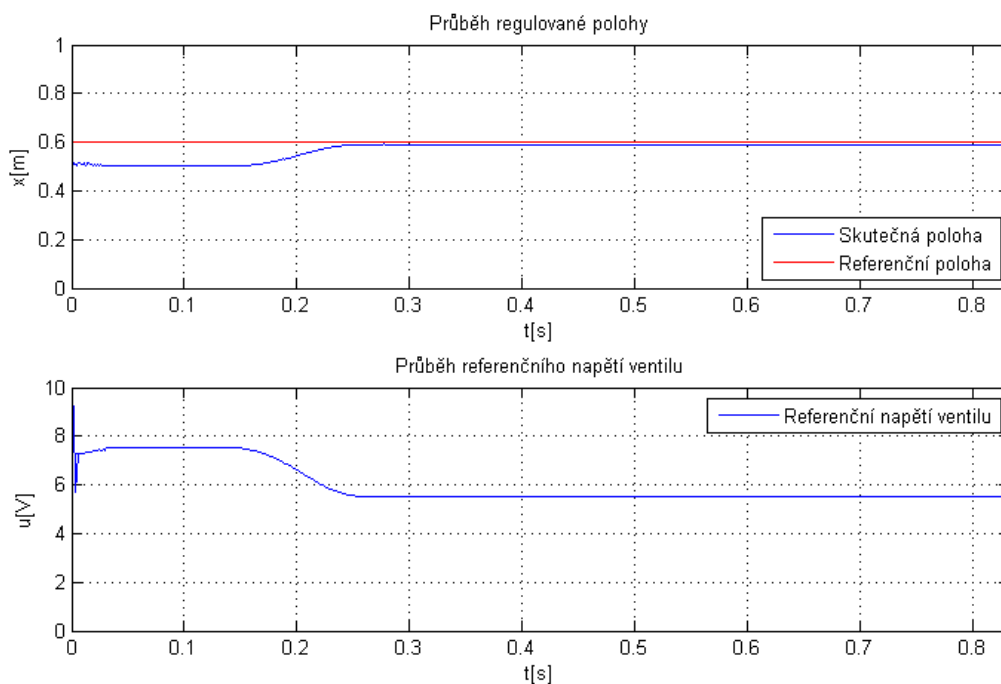


Obr. 6.3 Průběh polohy a referenčního napětí ventilu s použitím PIDT regulátoru a referenčním signálem v podobě skoku

Na obr. 6.3 je k nahlédnutí rovněž průběh regulované veličiny pro skokovou změnu referenčního signálu a použití PIDT regulátoru. Při porovnání průběhů regulovaných

veličin z obr. 6.2 a obr. 6.3 si můžeme všimnout, že naměřená charakteristika s použitím PIDT regulátoru vykazuje opět nulový překmit. Z výše uvedených zjištění je možné vydedukovat pozitivní vlastnosti použití D složky regulátoru na průběh regulace. Ovšem jakousi nevýhodu představuje krátkodobé zastavení pohonu v rámci regulace při vyrovnání tlaků v komorách pohonu.

Určité zlepšení v průbězích regulace s PDT a PIDT regulátorem by mohlo přinést zvýšení systémové tlaku, který byl aktuálně na kompresoru v laboratoři nastaven na 5 bar. Jeho zvýšením by byl v komoře, kde je vzduch přiváděn, vyšší tlak než při současných průbězích a tak by k vyrovnání v rámci obou komor nemuselo dojít. Jak ukazují průběhy tlaků uvedené v příloze A, v rámci regulace dochází rovněž k poklesu systémového tlaku a jeho kmitům. Poklesy naznačují, že použitý zdroj tlaku nemusí být dostatečně tvrdý pro tuto úlohu. Řízený pneumatický pohon má délku zdvihu 1 m, což vyžaduje poměrně velkou zásobu stačeného vzduchu, aby mohl být průběh systémového tlaku v rámci regulace konstantní. Ověřením tohoto tvrzení může být experiment, jehož výsledek je vyobrazen na obr. 6.4.



Obr. 6.4 Průběh regulace pro případ krátkého zdvihu

V rámci experimentu byla regulačnímu algoritmu zadána taková referenční hodnota, která představovala malý skok referenční polohy, tedy aktuální pozice pohonu byla 50 cm a žádaná hodnota byla zadána 60 cm. Průběh tlaků v rámci regulace je možno opět nalézt v příloze A. V tomto případě má použitý zdroj tlaku dostatečnou kapacitu, aby dodával

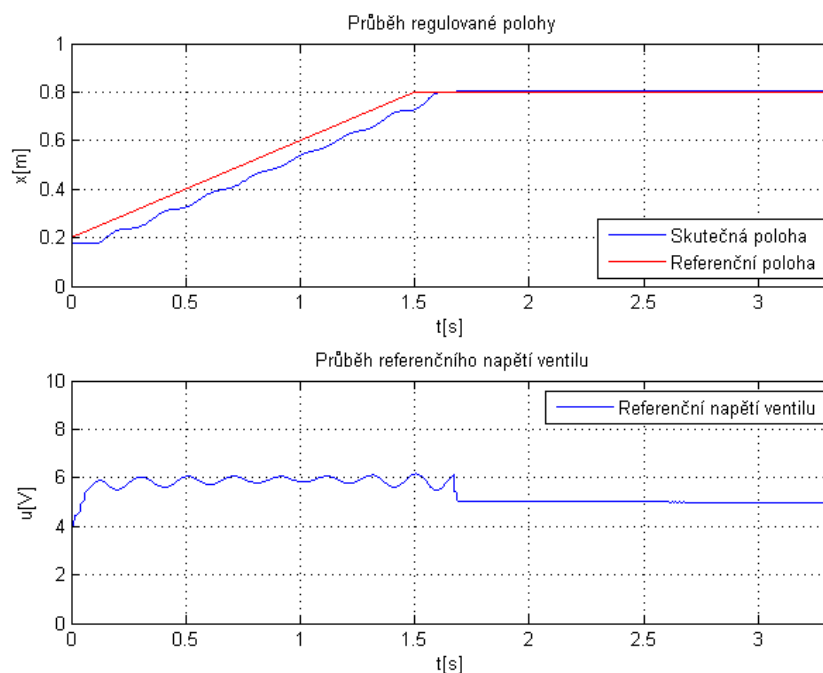
konstantnější hodnotu tlaku než v předchozích případech. Jak je vidět průběh regulace je plynulý, bez mezizastavení což potvrzuje, že při použití kompresoru s větší kapacitou nádoby na stlačený vzduch by mohla regulace mít lepší průběhy.

## **6.2 Referenční signál v podobě pomalu narůstající rampové funkce**

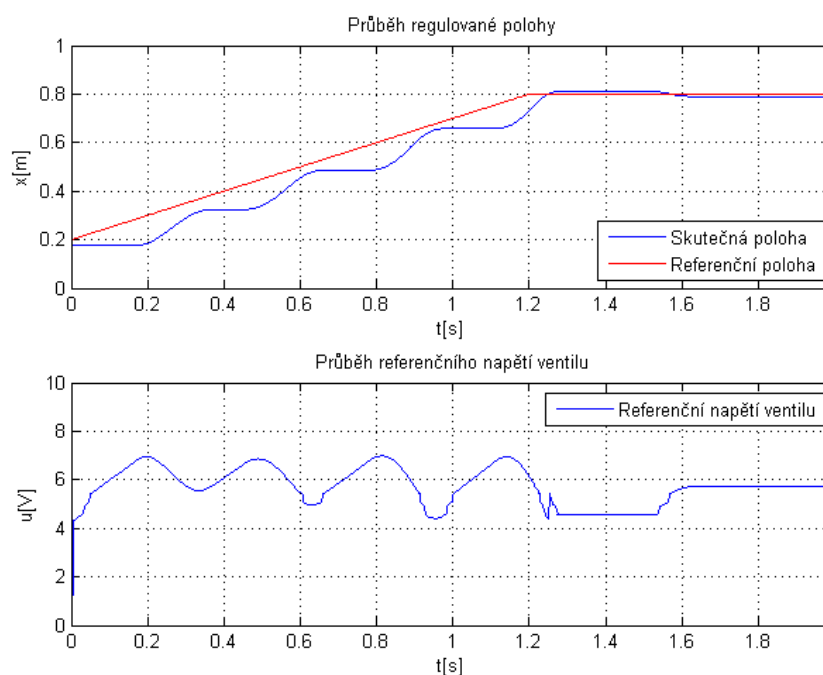
V další fázi byl testován průběh regulace pro rampový referenční signál s pomalejším stoupáním. Výslednou polohu pro PDT, PI a PIDT regulátor můžeme vidět na obr. 6.5, obr. 6.6 a obr. 6.7. V případě pomalého nárůstu referenčního signálu se začne projevovat pro regulaci negativní vlastnost stlačitelnosti pracovního média a nedostatečně tvrdého zdroje tlaku. V průběhu regulace se projevují určité kmity skutečné polohy. Ty jsou způsobeny právě stlačitelností pracovního média. Při nárůstu rampy a stojícím pohonu se začne plynule zvětšovat regulační odchylka a díky tomu i otevírat proporcionální ventil, kterým proudí vzduch do komory pohonu a je v komoře stlačován. Ventil ovšem není otevřený na tolik, aby dodal dostatek pracovního média pro pohyb pohonu. K jeho otevření dojde až časem, když se regulační odchylka stoupáním rampy dostatečně zvětší. Pak pohon přejde prudce do pohybu díky nahromaděnému stlačenému vzduchu a dožene do určité míry rampový referenční signál. Regulační odchylka se opět zmenší a celý proces se opakuje znovu. Výsledný průběh pak obsahuje kmity polohy v průběhu regulace. Ve skutečnosti pohyb probíhá formou rozjezdu pohonu a jeho opětovném zastavení nebo zpomalení, tento cyklus se neustále opakuje, než pohon dojede na žádanou polohu.

Z výše uvedených poznatků a naměřených průběhů z obr. 6.5, obr. 6.6 a obr. 6.7 je možno usoudit, že referenční signál v podobě pomalu narůstající rampy je poměrně nevhodný pro polohové řízení pohonu. Nehorší vlastnosti pro tento referenční signál vykazuje PI regulátor, jehož průběh je vyobrazen na obr. 6.6. Určitým zlepšení průběhu regulované veličiny by ovšem mohlo přinést zvětšení systémového tlaku a snížení tak stlačitelnosti vzduchu při proudění do komory.

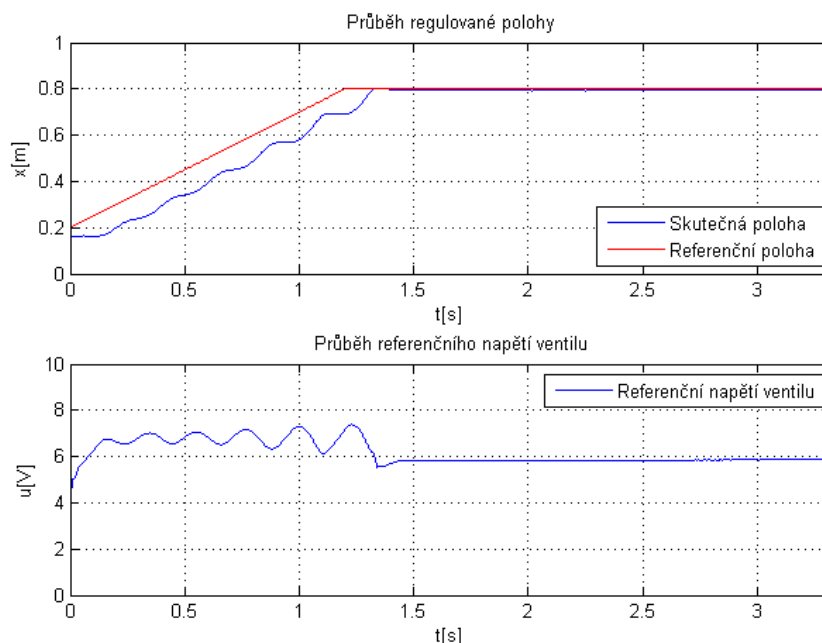




Obr. 6.5 Průběh polohy a referenčního napětí ventilu s použitím PDT regulátoru a referenčním signálem v podobě pomalu narůstající rampy



Obr. 6.6 Průběh polohy a referenčního napětí ventilu s použitím PI regulátoru a referenčním signálem v podobě pomalu narůstající rampy

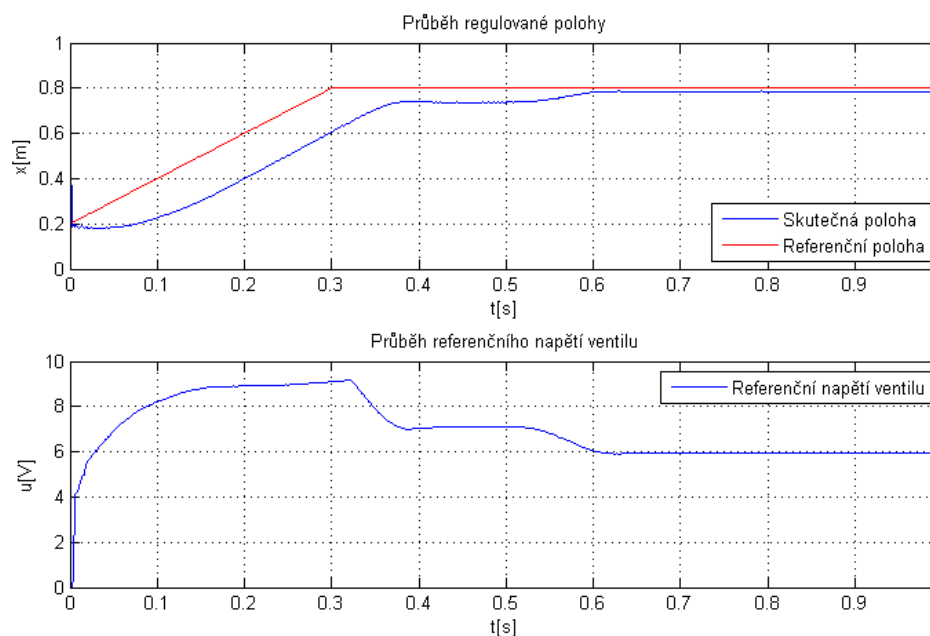


Obr. 6.7 Průběh polohy a referenčního napětí ventilu s použitím PIDT regulátoru a referenčním signálem v podobě pomalu narůstající rampy

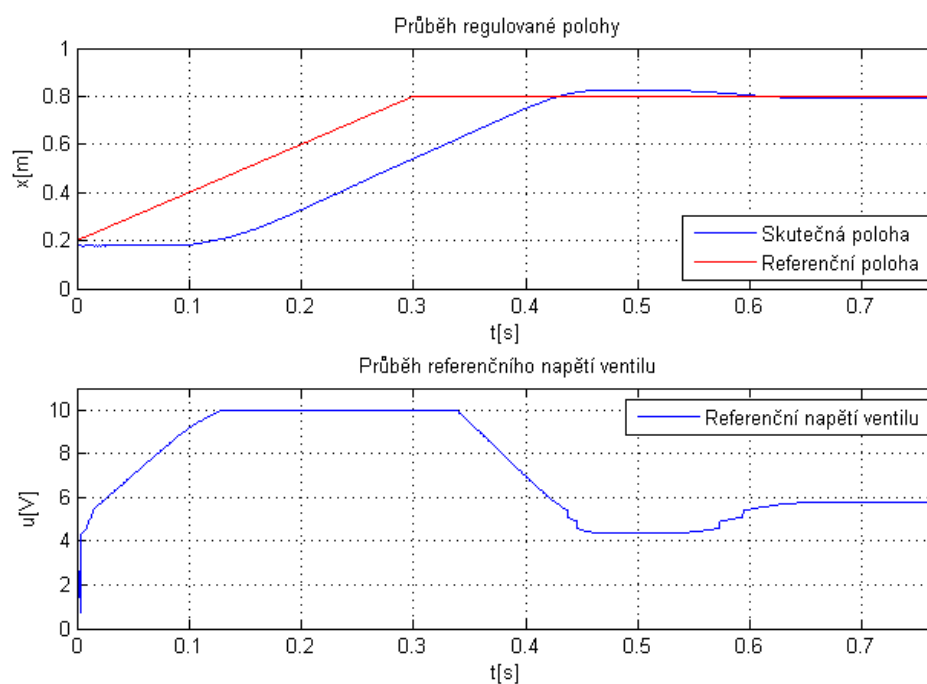
### 6.3 Referenční signál v podobě rychle narůstající rampové funkce

Na obrázcích obr. 6.8, Obr. 6.9 a obr. 6.10 jsou vyobrazeny opět průběhy s použitím PDT, PI a PIDT regulátorem, ale tentokrát pro referenční signál v podobě rampy s rychlým stoupáním. Oproti průběhům s pomalým rampovým referenčním signálem (obr. 6.5, obr. 6.6, obr. 6.7) je vidět značné zlepšení co se týče tvaru průběhu regulované veličiny. Kmity jsou odstraněny a průběh regulace je téměř plynulý. Z čehož vyplývá, že realizované úloze vyhovují více vstupní signály ve tvaru rychlých změn nebo skoků. V případě PI regulátoru obr. 6.9 má průběh regulované veličiny překmit, což opět potvrzuje nevhodnost použití PI regulátoru pro tuto úlohu.

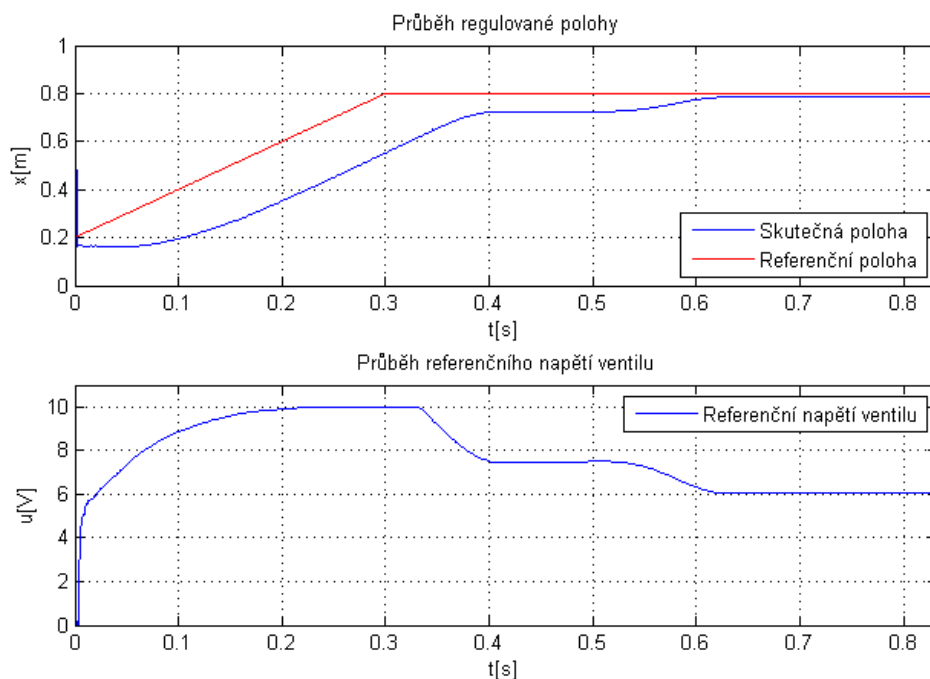
Jevem, který ale v průběhu regulace přetrvává, je již zmíněné zastavení jezdce pneumatického pohonu na časový okamžik rovný cca 0,1 s. Uvedený jev je způsoben chvilkovým vyrovnáním tlaků v obou komorách pneumatického válce, jak již bylo popsáno v předchozích odstavcích. Průběhy tlaku v rámci regulace je možno nalézt v příloze A.



Obr. 6.8 Průběh polohy a referenčního napětí ventilu s použitím PDT regulátoru a referenčním signálem v podobě rychle narůstající rampy



Obr. 6.9 Průběh polohy a referenčního napětí ventilu s použitím PI regulátoru a referenčním signálem v podobě rychle narůstající rampy



Obr. 6.10 Průběh polohy a referenčního napětí ventilu s použitím PIDT regulátoru a referenčním signálem v podobě rychle narůstající rampy

#### 6.4 Výsledný řešení a jeho možné použití v praxi

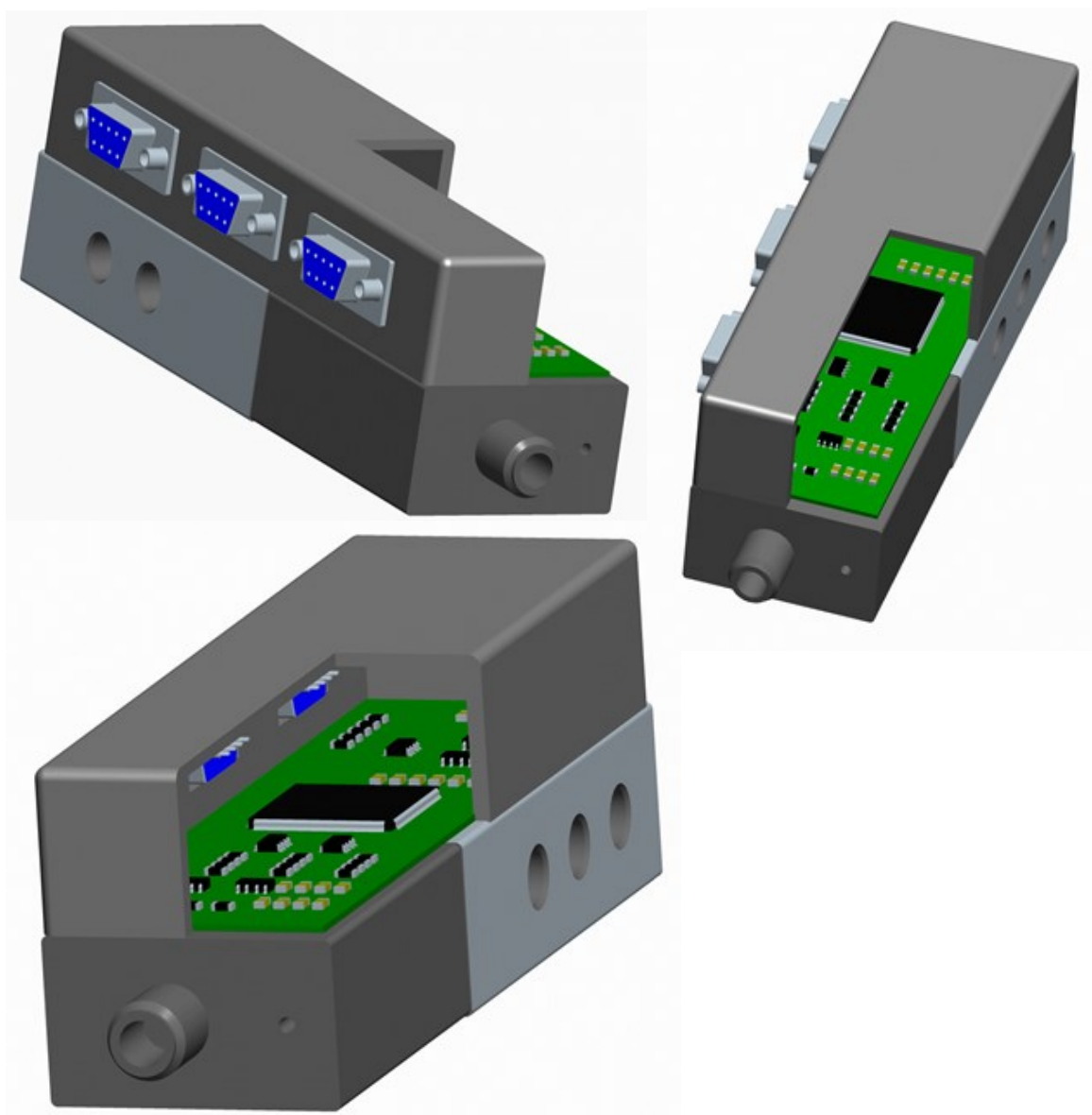
Možnost využití v praxi by mohla úloha nalézt například jako součást výrobní linky. Kdy pneumatický pohon by měl na jeho jezdci umístěn přepravník pro výrobek, který by převážel mezi jednotlivými technologiemi výroby, nebo postupy zpracování. Využití pohonu v kombinaci s polohovým řízením jako přepravník bylo navrženo z důvodu jeho konstrukčního provedení a jeho umístění v laboratoři H310 viz obr. 6.11.



Obr. 6.11 Pneumatický pohon v laboratoři H310

## 7 Možnost implementace MCU jako embedded systém

Embedded systém, jak již jeho název napovídá, znamená v překladu z anglického jazyka vestavěný řídicí systém. Jelikož použité řízení se realizovalo pomocí MCU, jsou podmínky pro vytvoření vestavěného řídicího systému ideální. Jednou z možností realizace takového systému je zabudování plošného spoje s MCU přímo do proporcionálního ventilu. Proporcionální ventil by bylo ovšem nutno rozšířit o přídavný prostor pro uložení elektroniky. Jedno z možných řešení realizace regulátoru jako součást ventilu může být řešení na obr. 7.1



Obr. 7.1 Návrh realizace řídicího systému jako součást proporcionálního ventilu

## Závěr

V rámci diplomové práce „Řízení pneumatického pohonu pomocí signálového procesoru“ byl řešen návrh a realizace polohového regulátoru pro jezdec pneumatického válce, s využitím mikrokontroléru TMS320F28335. Celkově práce obsahuje sedm kapitol. První z nich analyzuje vlastnosti TMS320F28335 a některých dalších mikrokontrolerů dostupných pro realizaci úlohy.

Druhá kapitola se zabývá rozбором jednotlivých prvků pneumatického obvodu, který je umístěn v laboratoři H310. Pneumatický obvod se skládá převážně z komponentů firmy Festo. V rámci jejich analýzy jsou vždy vybrány nejdůležitější katalogové údaje jednotlivých prvků obvodu a zpracován přehled.

Další kapitoly se již zabývají samotným řešením pozičního regulátoru. Jako první krok návrhu bylo nutné sestavit vhodné obvodové řešení pro propojení pneumatického subsystému a vývojového modulu použitého mikrokontroléru. Hlavním cílem návrhu hardwaru bylo vyřešit rozdílné napájecí a signálové úrovně napětí. Většina použitých snímačů pracuje s výstupním rozsahem svých signálů v rozmezí 0 – 10 V, ale použitý mikrokontrolér dokáže měřit svým modulem A/D převodníku pouze signál o hodnotě napětí 0 – 3 V. Vzniklý rozdíl v úrovních napětí signálů byl převážně vyřešen pomocí odporových děličů. Rovněž výstupní napětí D/A převodníku se pohybuje v rozmezí 0 – 5 V, ale potřebná úroveň pro řízení proporcionálního ventilu se uvádí 0 – 10 V. Tento rozdíl byl vyřešen pomocí neinvertujícího zapojení operačního zesilovače. Schéma zapojení desky plošného spoje je možno vidět na obr. 3.5.

Čtvrtá kapitola řeší problém řídicí struktury a použité regulační smyčky. Prvním krokem návrhu vhodné struktury řízení bylo stanovit přenos regulované soustavy. Pro tento účel byla použita metoda experimentální identifikace pomocí aproximace přechodové charakteristiky. Jako výsledek experimentální identifikace byl získán přenos soustavy odpovídající integrační soustavě se setrvačností prvního řádu. Následně po analýze dalších prvků zahrnutých do regulačního obvodu byl navržen regulátor typu PD s filtrací derivační složky, neboli regulátor typu PDT, jako vhodný regulátor pro řízení této úlohy. Celkový postup syntézy regulační smyčky je možno nalézt v kapitole „4 Syntéza regulačního obvodu“. Konvenční způsob řízení s PDT regulátorem není ovšem jediným, který byl rozpracován. Druhým alternativním způsobem řízení se ukázalo použití stavového regulátoru, jehož koncept návrhu je proveden v kapitole „4.7 Koncept stavového řízení“. Implementace navrženého stavového regulátoru ale neproběhla. Důvodem pro nepoužití

stavového regulátoru byly komplikace, které vznikly při zohlednění konstrukčních parametrů ventilu, kdy se vlastnosti navrženého řízení podstatně zhoršily.

Implementace navrženého algoritmu řízení s konvenčním regulátorem typu PDT proběhla pomocí programu Matlab&Simulink a jeho doplňku „*Embedded Coder Toolbox*“, který má schopnost z modelu ve vývojovém prostředí Simulink vygenerovat kód programu v jazyce C tak, aby mohl být naprogramován na použitý mikrokontrolér. Popis vytvořeného modelu je uveden v kapitole „5 Implementace regulačního algoritmu“, kde samotný model je k nahlédnutí na přiloženém CD.

Předposlední kapitola popisuje testy chování navrženého řízení. Celkem byly provedeny tři druhy testů, respektive použity tři druhy referenčních signálů žádané polohy. Prvním referenčním signálem žádané polohy byl její jednotkový skok. Průběhy regulace pro navržený PDT regulátor a také pro PI a PIDT regulátor jsou vyobrazeny na obr. 6.1, obr. 6.2, obr. 6.3. Jako méně vhodné se zde ukázalo použití PI regulátoru z důvodu překmitu regulace, který je pro polohové řízení nežádoucí. Navržený PDT regulátor má průběh regulace bez překmitu, ale vyskytuje se v něm určitá část, kde se pohon asi na cca 0,1 s zastaví a pak dojede na konečnou polohu. Toto zastavení je způsobeno náhlým vyrovnáním tlaků v obou komorách pneumatického válce. Aspektem, který ve zmíněném efektu hraje roli je poměrně měkký zdroj tlaku, který není schopen dodat konstantní hodnotu v průběhu celé regulace. Určité zlepšení průběhu by rovněž mohlo přinést zvýšení hodnoty systémového tlaku. Opakovaná přesnost polohy byla experimentálně s pomocí testů stanovena na  $\pm 10$  mm. Následně byl regulační algoritmus testován s referenčním signálem v podobě rampové funkce s pomalým a rychlým stoupáním, kde naměřené průběhy pro pomalé stoupání jsou vyobrazeny na obr. 6.5, obr. 6.6 a obr. 6.7. Na jejich základě lze tvrdit, že rampová funkce s pomalým stoupáním je nevhodným referenčním signálem pro řízení pneumatického pohonu z důvodů kmitů regulované veličiny, které jsou způsobeny stlačitelností pracovního média. Závěrečným testem byla odezva na referenční signál v podobě rychle stoupající rampové funkce. Naměřené průběhy je opět možno vidět z obr. 6.8, obr. 6.9 a obr. 6.10. V porovnání s předchozím testem s pomalu stoupající rampou se průběh regulace značně zlepšil. Z výše uvedených poznatků lze vyvodit závěr, že regulačnímu obvodu více vyhovují referenční signály v podobě skoku či rychle měnící se rampy.

V poslední kapitole byl proveden návrh pozičního regulátoru jako součást proporcionálního ventilu pneumatického obvodu. Realizovaný regulátor by se tak stal vestavěným řídicím systémem. Koncept zmíněného provedení je možné vidět z obr. 7.1.

## Seznam použité literatury

- BD SENSORS. *DMP 311* [online]. [cit. 2013-04-1]. Dostupný z WWW: <[http://www.bdsensors.cz/download/datasheet\\_dmp\\_331\\_cs\\_004.pdf](http://www.bdsensors.cz/download/datasheet_dmp_331_cs_004.pdf)>.
- FESTO. *Přímočaré pohony DPG/DPGL* [online]. 2006 [cit. 2013-04-1]. Dostupný z WWW: <[http://xdki.festo.com/xdki/data/doc\\_CS/PDF/CZ/DGP\\_CZ.PDF](http://xdki.festo.com/xdki/data/doc_CS/PDF/CZ/DGP_CZ.PDF)>.
- FESTO. *Proporcionální průtokové ventily MPYE* [online]. 2006 [cit. 2013-04-1]. Dostupný z WWW: <[https://xdki.festo.com/xdki/data/doc\\_cs/PDF/CZ/MPYE\\_CZ.PDF](https://xdki.festo.com/xdki/data/doc_cs/PDF/CZ/MPYE_CZ.PDF)>.
- FESTO. *Odměrovací systémy* [online]. 2006 [cit. 2013-04-1]. Dostupný z WWW: <[http://xdki.festo.com/xdki/data/doc\\_CS/PDF/CZ/DISPLACE-ENCODER-MLO-MME\\_CZ.PDF](http://xdki.festo.com/xdki/data/doc_CS/PDF/CZ/DISPLACE-ENCODER-MLO-MME_CZ.PDF)>.
- HEROUT, P. *Učebnice jazyka C. 4.vyd.* České Budějovice: KOPP a.s., 2004. ISBN 978-780-7232-383-8.
- KONIGORSKI, U. *Digitale Regelungssysteme*. Skript zur Vorlesung. Technische Universität Darmstadt, Institut für Automatisierungstechnik und Mechatronik, 2012.
- KOPÁČEK, J. *Pneumatické mechanismy. Díl 1. Pneumatické prvky a systémy*. Skripta VŠB-TU Ostrava, 1996
- KOPÁČEK, J. *Pneumatické mechanismy. Díl 2. Pneumatické prvky a systémy*. Skripta VŠB-TU Ostrava, 2005
- KREIK, S. *Entwicklung eines Simulationsmodells für eine pneumatische Achspositionierung: Master Thesis* [online]. [cit. 2013-04-1]. Hamburg: Hochschule für Angewandte Wissenschaften, Fachbereich Maschinenbau, 2008. Dostupný z WWW: <[http://www.mp.haw-hamburg.de/pers/Watter/hydraulik-Dateien/Pneum\\_Achspositionierung.pdf](http://www.mp.haw-hamburg.de/pers/Watter/hydraulik-Dateien/Pneum_Achspositionierung.pdf)>
- MAJERIK, P. *Řízení víceosého pneumatického mechanismu pomocí číslicového regulátoru SPC200: diplomová práce*. Ostrava: VŠB – Technická univerzita Ostrava, Fakulta strojní, Katedra automatizační techniky a řízení, 2010. Vedoucí práce: Noskivič, P.
- MICROCHIP. *3rd Party RTOS*. [online]. Webový informační systém. [cit. 2013-2-5]. Dostupný z WWW: <[http://www.microchip.com/stellent/idcplg?IdcService=SS\\_GET\\_PAGE&nodeId=1406&dDocName=en531543&redirects=rtos](http://www.microchip.com/stellent/idcplg?IdcService=SS_GET_PAGE&nodeId=1406&dDocName=en531543&redirects=rtos)>.
- MICROCHIP. *PIC32MX3XX/4XX Data Sheet* [online]. 2011 [cit. 2013-10-4]. Dostupný z WWW: <<http://ww1.microchip.com/downloads/en/DeviceDoc/61143H.pdf>>.
- MICROCHIP. *MCP 4922* [online]. 2004 [cit. 2013-04-1]. Dostupný z WWW: <<http://ww1.microchip.com/downloads/en/devicedoc/21897a.pdf>>.
- NEVRLÝ, J. *Modelování a pneumatických systémů*. Brno: Akademické nakladatelství CERM s.r.o., 2003. ISBN 80-7204-300-5.
- NOSKIEVIČ, P. *Modelování a identifikace systémů*. Ostrava: MONTANEX, 1999. 272 s. ISBN 80-7225-030-2.



TEXAS INSTRUMENTS. *32bit Real-time C2000<sup>TM</sup> Microcontrollers*. [online]. Webový informační systém. [cit. 2013-10-4]. Dostupný z WWW: < [http://www.ti.com/llds/ti/microcontroller/32-bit\\_c2000/overview.page](http://www.ti.com/llds/ti/microcontroller/32-bit_c2000/overview.page)>.

TEXAS INSTRUMENTS. *TMS320F28335 Data Manual* [online]. 2007 [cit. 2013-10-4]. Dostupný z WWW: < <http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tms320f28335.pdf>>.

TEXAS INSTRUMENTS. *C2000 Teaching Rom* [online]. 2012 [cit. 2013-04-1]. Dostupný z WWW: < <http://e2e.ti.com/group/universityprogram/educators/w/wiki/2037.teaching-roms.aspx>>.

TEXAS INSTRUMENTS. *DUAL OPERATIONAL AMPLIFIERS* [online]. 1976 [cit. 2013-04-1]. Dostupný z WWW: < <http://www.gme.cz/dokumentace/925/925-038/dsh.925-038.1.pdf>>.

VÍTEČKOVÁ, M.; VÍTEČEK, A. *Základy automatické regulace*. Ostrava: VŠB-TUO, 2008. 250 s. ISBN 978-80-248-1924-2.

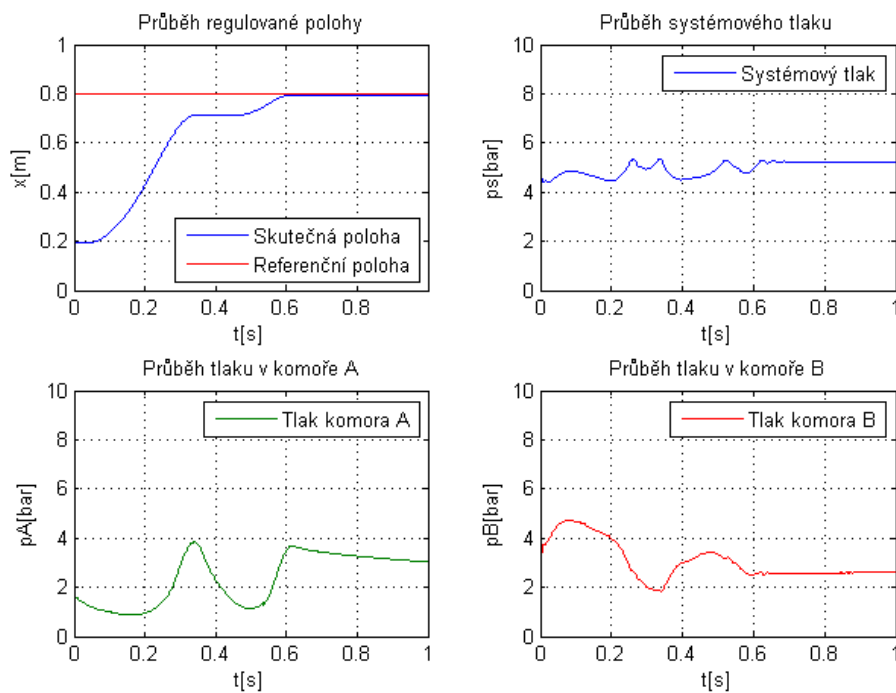
## Přílohy

A	Doplňující naměřené průběhy.....	82
A.1	Průběhy pro skokovou změnu referenčního signálu.....	82
A.2	Průběh pro skokovou změnu referenčního signálu a malou hodnotu referenčního skoku.....	84
A.3	Průběhy pro rampový referenční signál s pomalým stoupáním.....	84
A.4	Průběhy pro rampový referenční signál s rychlým stoupáním.....	86

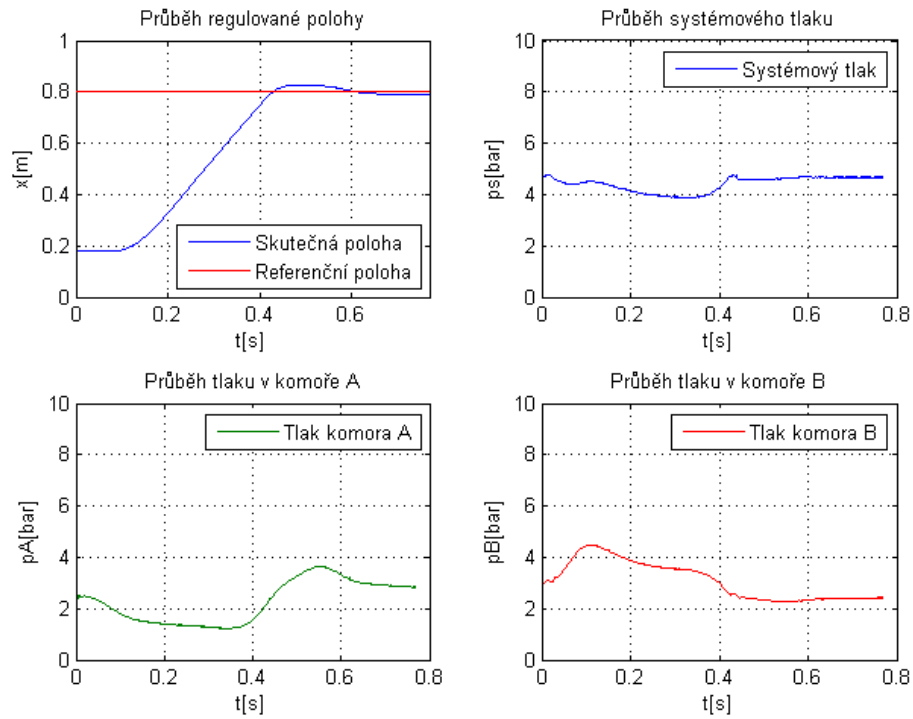
## A Doplnující naměřené průběhy

V příloze jsou uvedeny průběhy tlaků v komorách pneumatického motoru a tlaku systémového v rámci jednotlivých měření, jejichž výsledky jsou diskutovány v kapitole „6 Test chování navrženého řízení“.

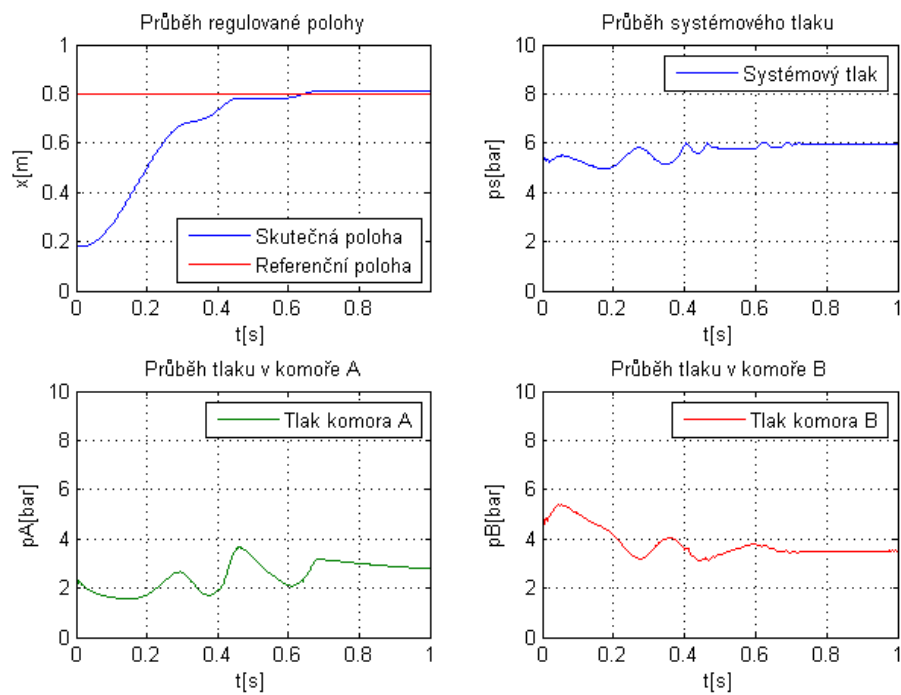
### A.1 Průběhy pro skokovou změnu referenčního signálu



Obr. A.1 Průběh polohy a tlaků s použitím PDT regulátoru a referenčním signálem v podobě skoku

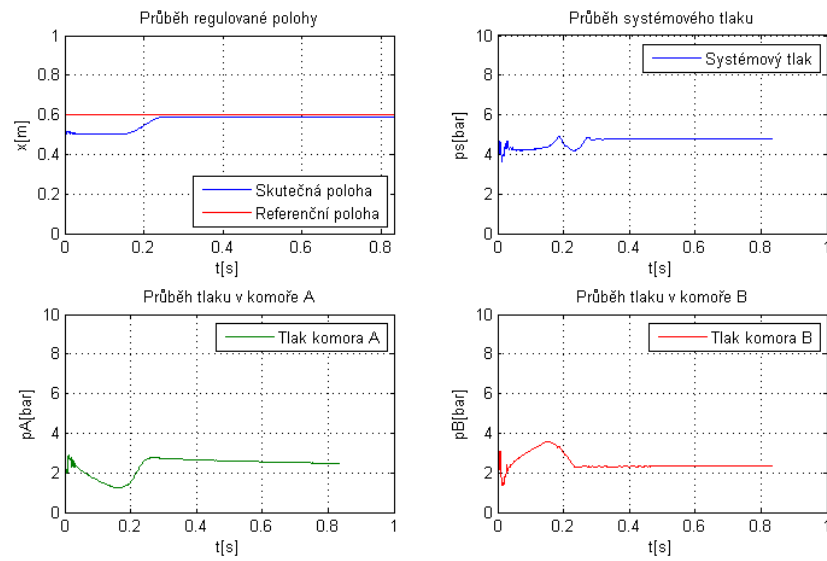


Obr. A.2 Průběh polohy a tlaků s použitím PI regulátoru a referenčním signálem v podobě skoku



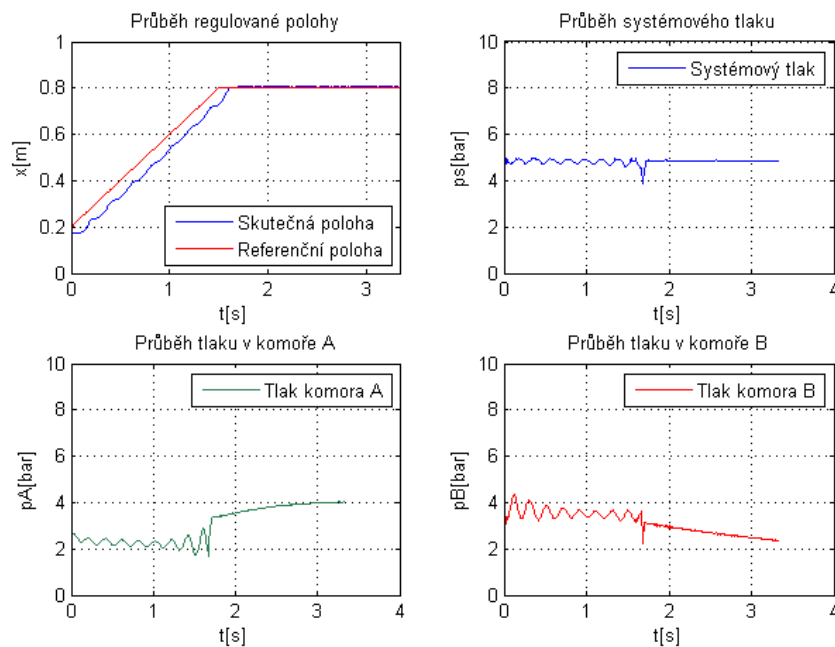
Obr. A.3 Průběh polohy a tlaků s použitím PDIT regulátoru a referenčním signálem v podobě skoku

## A.2 Průběh pro skokovou změnu referenčního signálu a malou hodnotu referenčního skoku

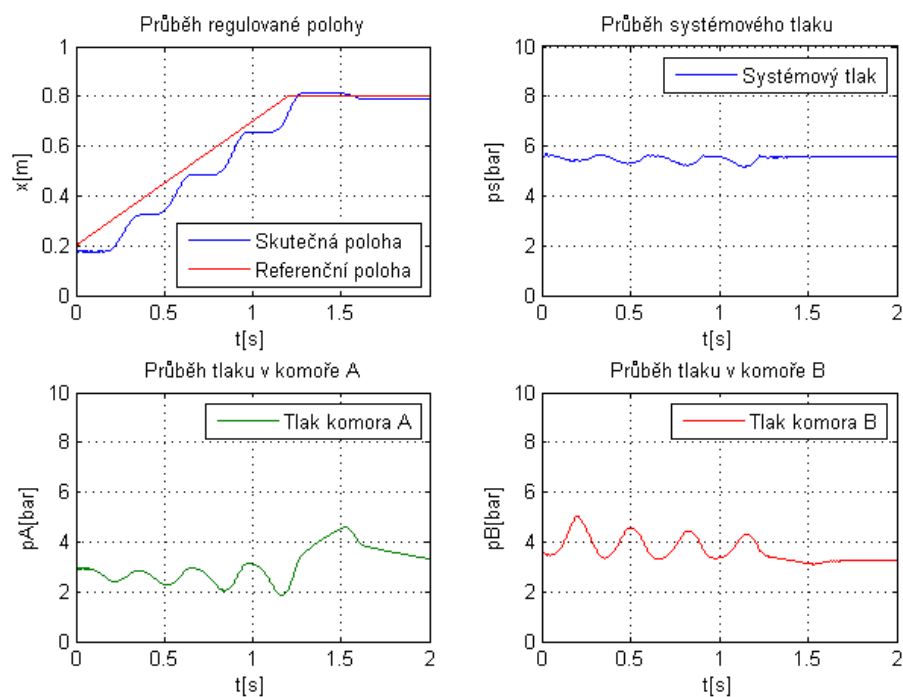


Obr. A.4 Průběh polohy a tlaků s použitím PDT regulátoru a referenčním signálem v podobě pomalu narůstající rampy

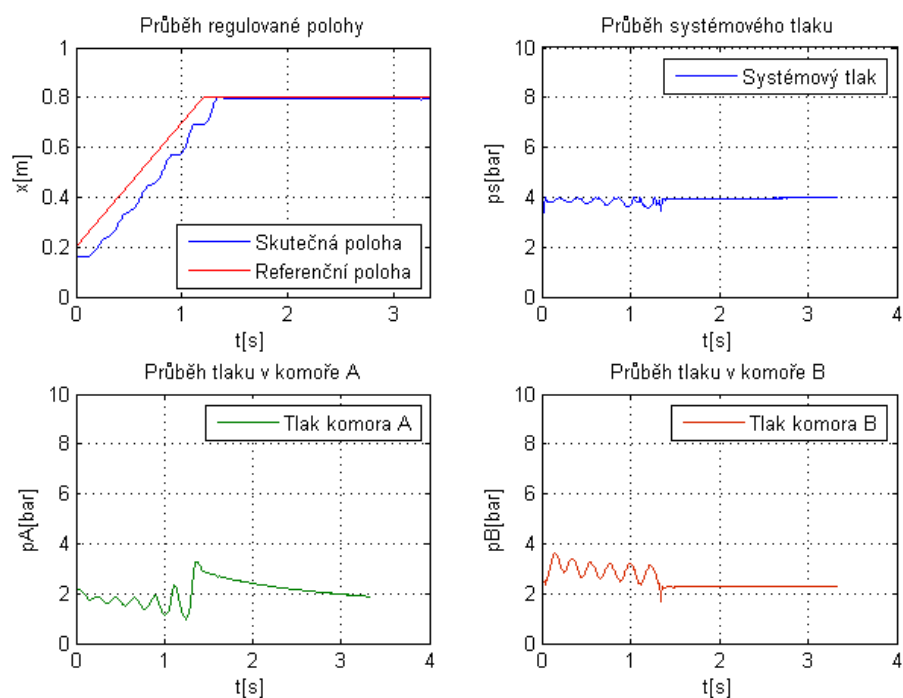
## A.3 Průběhy pro rampový referenční signál s pomalým stoupáním



Obr. A.5 Průběh polohy a tlaků s použitím PDT regulátoru a referenčním signálem v podobě pomalu narůstající rampy

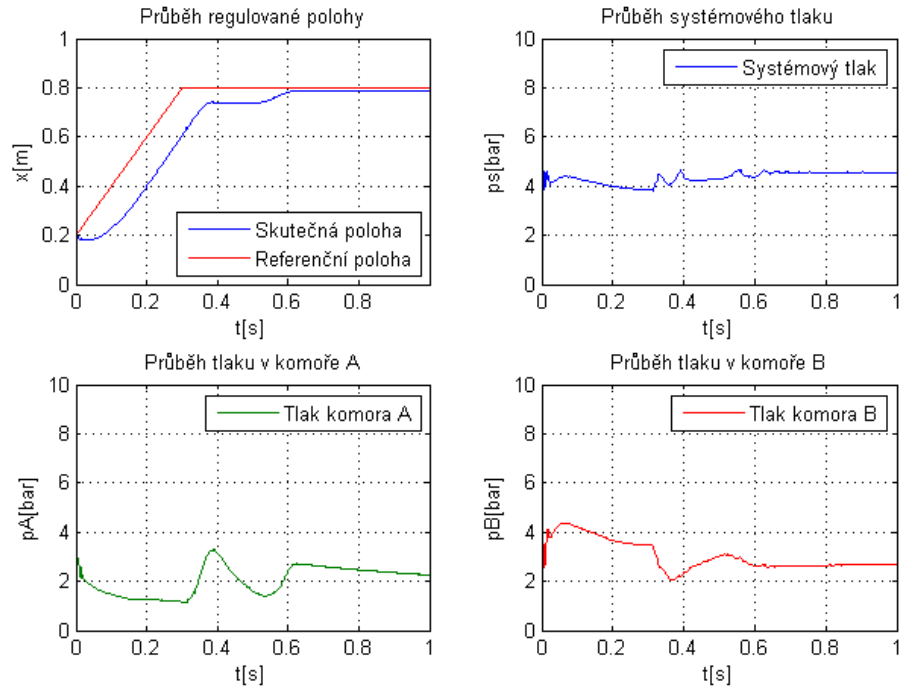


Obr. A.6 Průběh polohy a tlaků s použitím PI regulátoru a referenčním signálem v podobě pomalu narůstající rampy

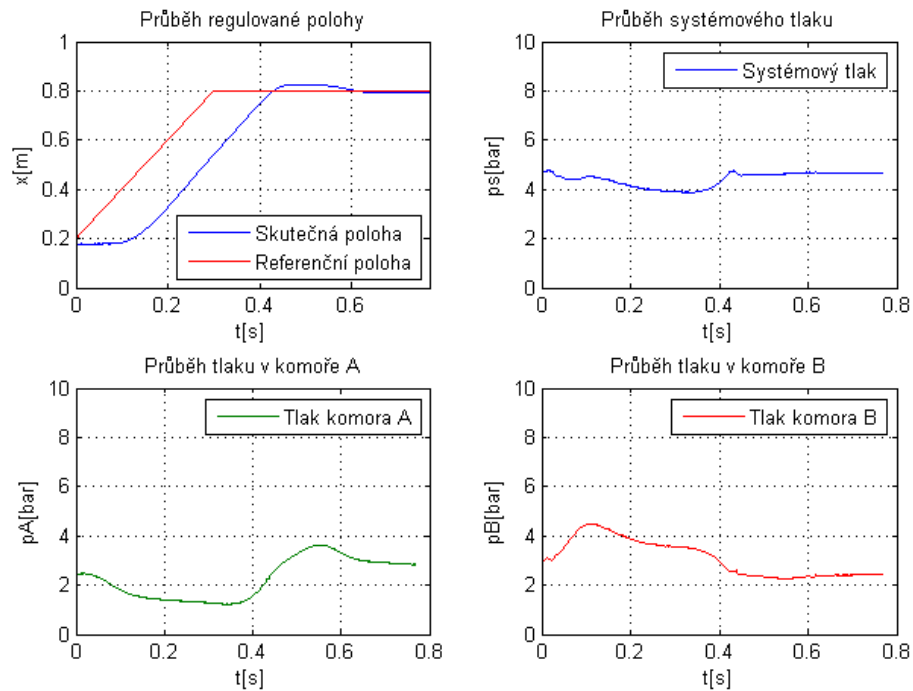


Obr. A.7 Průběh polohy a tlaků s použitím PIDT regulátoru a referenčním signálem v podobě pomalu narůstající rampy

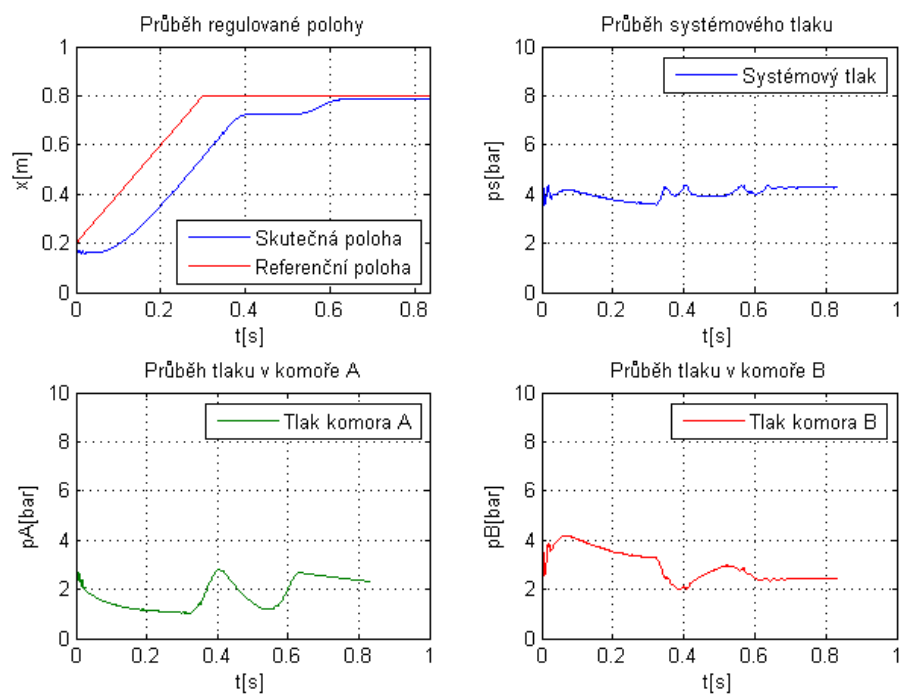
#### A.4 Průběhy pro rampový referenční signál s rychlým stoupáním



Obr. A.8 Průběh polohy a tlaků s použitím PDT regulátoru a referenčním signálem v podobě rychle narůstající rampy



Obr. A.9 Průběh polohy a tlaků s použitím PI regulátoru a referenčním signálem v podobě rychle narůstající rampy



Obr. A.10 Průběh polohy a tlaků s použitím PIDT regulátoru a referenčním signálem v podobě rychle narůstající rampy